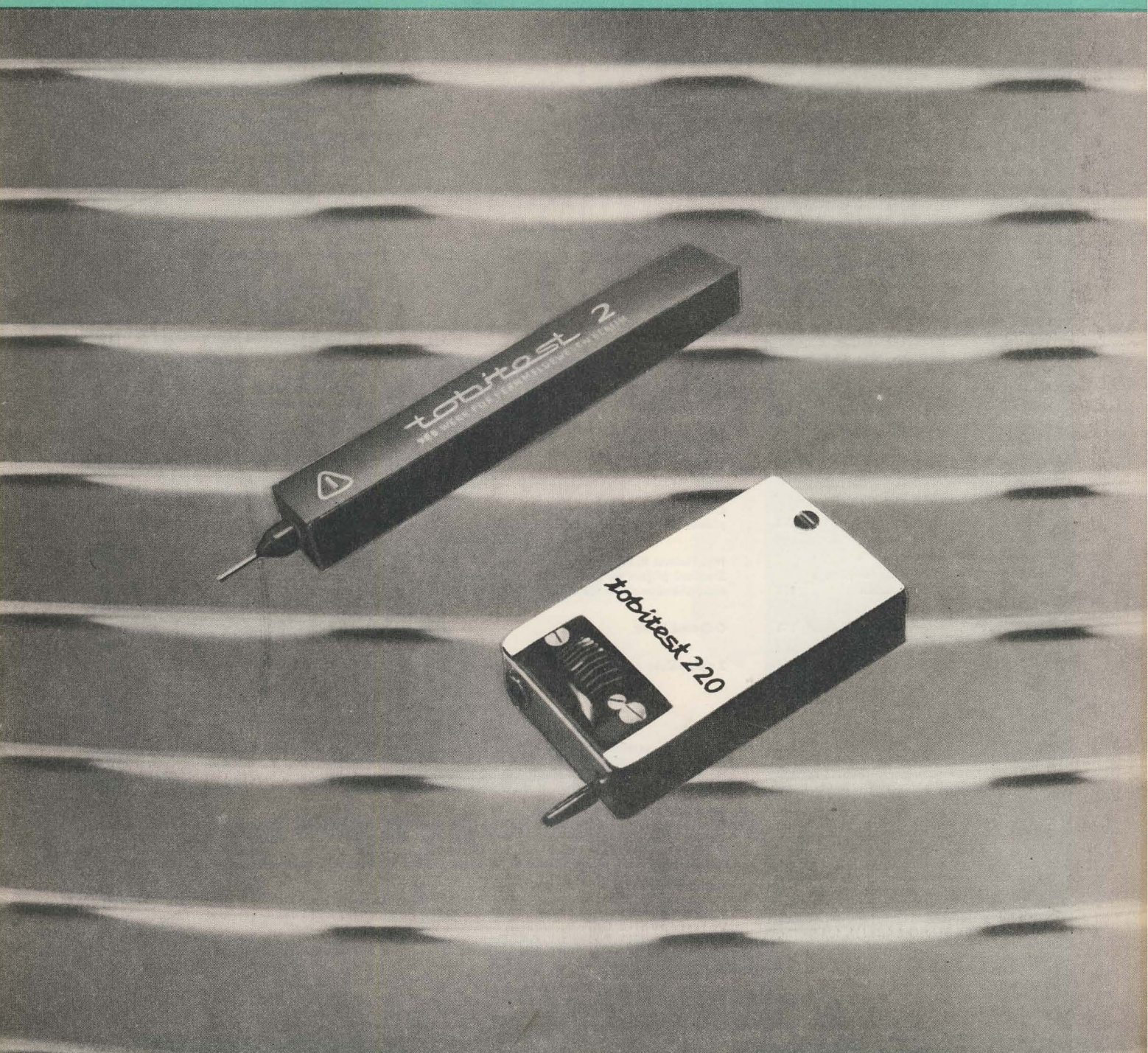
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Neuentwicklung „Tobitest 220"
- Bauanleitug: Stereo-Sichtzusatz für Oszillografen
- VHF- und UHF-Richtantennen
- Verbesserung des KW-Empfangs

5 | MÄRZ 1965



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 130

Walter Wipper
Neue Berufsprofilierung des Seefunkoffiziers 131

Ing. Eberhard Spindler
Eigenschaften von VHF- und UHF-Richtantennen und ihre Messung Teil 1 133

Wolfgang Eckardt
Ein transistorisiertes Gleichspannungs-Mikrovoltmeter 135

Neuigkeiten der Halbleitertechnik 137

Dipl.-Ing. Peter Engler
Ein digitales Drehzahlmeßgerät mit der Dekadenzählröhre Z 572 S Teil 2 und Schluß 138

Halbleitergeneratoren für Dezimeterwellen 142

K. Sturm
Röhreninformationen 16 Magnetrons Teil 1 143

Labor- und Berechnungsunterlagen
Lineare Regelwiderstände
Zulässige Belastungen (2) 145

Dr. D. Garte
Vergleichende Betrachtungen über die Ausgangsleistung von Transistorendstufen 147

Hagen Jakubaschk
Ein einfacher Stereo-Sichtzusatz für Oszillografen 149

Klaus Schlenzig
Tobitest 220 151

R. Gärtner
Ladungsempfindliche Vorverstärker für Halbleiterdetektoren 153

Ing. Helmut Rebensburg
Verbesserung des Kurzwellenempfangs mit multiplikativen Mischstufen 156

Fachbücher 158

Aus der Reparaturpraxis 159

OBSAH

Oznámení a zprávy 130

Walter Wipper
Náplň povolání námořního radiodůstojníka 131

Ing. Eberhard Spindler
Vlastnosti směrových antén pro metrové a decimetrové vlny a jejich měření, díl prvý 133

Wolfgang Eckardt
Stejnosměrný mikrovoltmetr s tranzistory 135

Novinky z oboru polovodičů 137

Dipl.-Ing. Peter Engler
Elektronický číslicový otáčkoměr s dekadickou počítací výbojkou Z 572 S, díl druhý a závěr 138

Polovodičové generátory decimetrových vln 142

K. Sturm
Informace o elektronkách 16 Magnetrony, díl prvý 143

Laboratorní a výpočtové podklady
Lineární proměnné odpory
Dovolená zatížení (2) 145

Dr. D. Garte
Srovnání výstupních výkonů tranzistorových koncových stupňů 147

Hagen Jakubaschk
Jednoduchý stereodoplněk pro oscilografy 149

Klaus Schlenzig
„Tobitest 220" 151

R. Gärtner
Od elektrického náboje závislý předzesilovač pro polovodičové detektory 153

Ing. Helmut Rebensburg
Zlepšení příjmu na krátkých vlnách pomocí multiplikativních směšovačů 156

Odborné knihy 158

Z opravářské praxe 159

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 130

Вальтер Виппер
Новые очертания профессии корабельного офицера-радиста 131

Инж. Эбергард Шпиндлер
Свойства направленных метровых и дециметровых антенн и измерение их параметров, ч. 1-я 133

Вольфганг Экард
Транзисторный микровольтметр для постоянного напряжения 135

Новинки полупроводниковой техники 137

Диплом-инж. Петер Энглер
Цифровой измеритель скорости вращения на декатроне Z 572 S, ч. 2-я и окончание 138

Полупроводниковые генераторы дециметровых волн 142

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (16) Магнетроны ч. 1-я 143

Лабораторные и расчетные материалы
Допустимые нагрузки линейных переменных сопротивлений (2) 145

Д-р Д. Гарте
О выходной мощности транзисторных оконечных каскадов 147

Гаген Якубашк
Простая стереоскопическая приставка для осциллографов 149

Клаус Шленциг
Измерительный прибор «Тобитест 220» 151

Р. Гертнер
Предварительный усилитель для полупроводниковых детекторов 153

Инж. Гельмут Ребенсбург
Улучшение коротковолнового приема двухсеточным смесительным каскадом 156

Новые книги 158

Из работы ремонтных мастерских 159

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 130

Walter Wipper
The Training of the Ship's Radio Officer 131

Ing. Eberhard Spindler
Properties of V.H.F. and U.H.F. Directional Antennas and their Measurement (Part 1) 133

Wolfgang Eckardt
A Transistorized Direct-Voltage Microvoltmeter 135

Novelties of Semiconductor Technique 137

Dipl.-Ing. Peter Engler
A Digital Revolution Counter Equipped with the Decade Counter Tube Z 572 S (Part 2 and Conclusion) 138

Semiconductor Generators for Decimeter Waves 142

K. Sturm
Tube Informations 16 Magnetrons (Part 1) 143

Laboratory and Calculation Data Linear Variable Resistances Permissible Loads (2) 145

Dr. D. Garte
Comparing the Power Output of Different Transistor Output Stages 147

Hagen Jakubaschk
Simple Stereo Sighting Attachment for Oscillographs 149

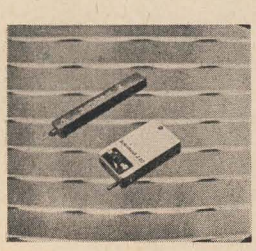
Klaus Schlenzig
Tobitest 220 151

R. Gärtner
Charge-Sensitive Preamplifier for Semiconductor Detectors 153

Ing. Helmut Rebensburg
Improving Short-Wave Reception by Using Multiplier Mixing Stages 156

Technical Books 158

Repair Practice 159



Titelbild:

Testbild und Tobitest. Näheres über den Tobitest 220 und seine Anwendung finden Sie auf S. 151
Foto: K. Schlenzig

Die KW-Ausbreitung im Januar 1965 und Vorschau für April 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Januar 1965

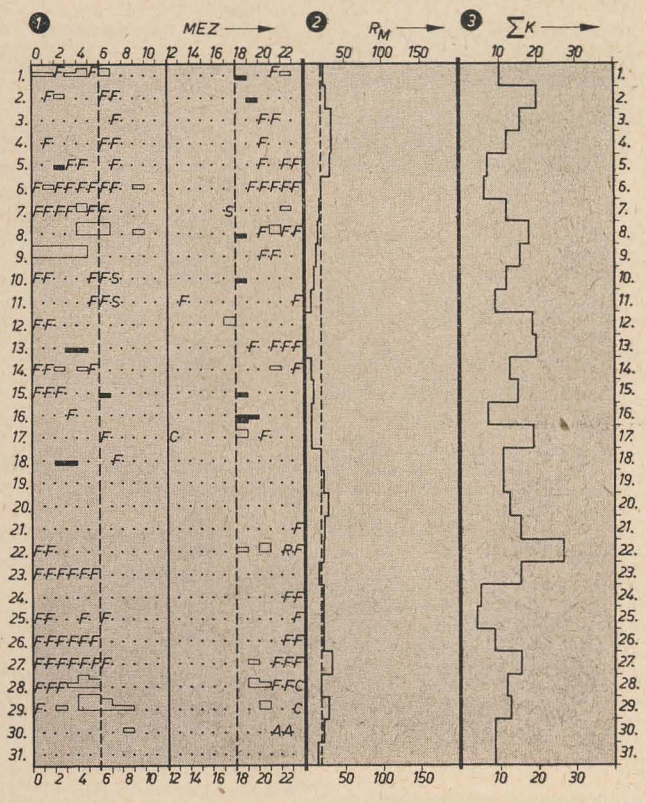
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

△f/f
□ + 41% und darüber
□ + 31 … + 40%
▭ + 21 … + 30%
— + 20 … — 18%
▬ — 21 … — 30%
■ — 31 … — 40%
┼ Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

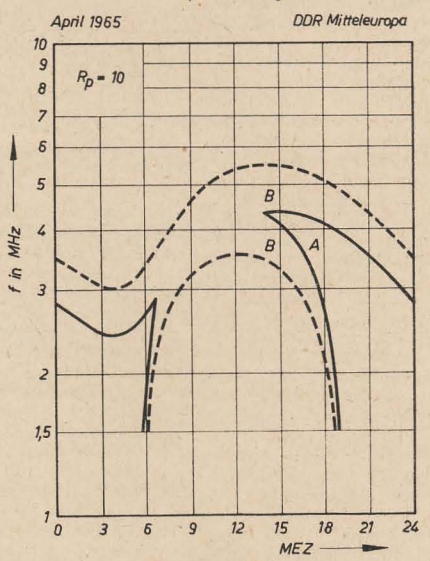
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



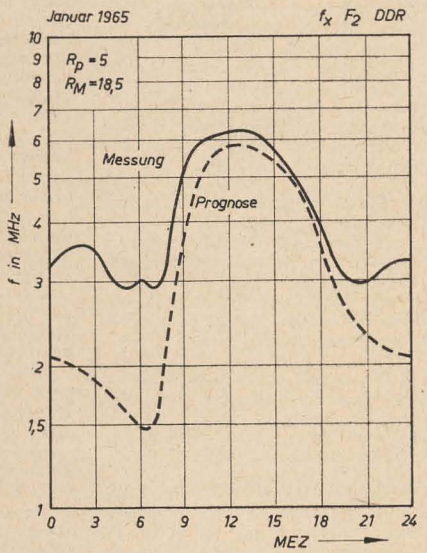
Vorschau für April 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0 … 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung



Gegenübersteilung: Prognose/Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- TRANSFON – ein neues drahtloses Mikrofon
- Die Vertriebsorganisation der VVB Rundfunk und Fernsehen
- Bauanleitung: Vibrato und Klangregelung für eine Elektrogitarre
- Widerstände mit vorgeschriebenem Temperaturkoeffizienten
- Hinweise für den Betrieb von Kaltkatoden-Relaisröhren in Verbindung mit elektromechanischen Relais

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Im Zuge der Typisierung** hat der vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder gefertigte Ge-Drifttransistor (frühere Bezeichnung OC 883) die neue Bezeichnung GF 132 erhalten.

▼ **Etwa 1,5 Millionen Haushalte** haben in der Volksrepublik Polen Fernsehen. Im letzten Halbjahr 1964 wurden 165 000 Neuzugänge registriert.

▼ **Die neue Vierschichtdiode** 4 TP 001 von Clevite (USA) verträgt eine Spitzenbelastung von über 300 A. Das diffundierte Siliziumbauelement schaltet Spannungen zwischen 400 und 700 V in 0,1···0,4 μs.

▼ **Ein Zentrum für die Herstellung von Rundfunk- und Fernsehgeräten** entsteht in Szekesfehervar in Ungarn. Die Produktion des Jahres 1964 belief sich auf 250 000 Fernseh- und 150 000 Rundfunkgeräte. Für 1965 ist eine Fertigung von 300 000 Rundfunkempfängern vorgesehen. Ungarische Rundfunkgeräte werden in 80 Länder geliefert, Fernsehgeräte in 25 Länder.

▼ **Secam-Farbfernsehempfänger** werden jetzt in kleinen Stückzahlen von acht französischen Fernsehgerätefabriken gebaut und der französischen Postverwaltung für das Großexperiment (100-Empfänger-Test) zur Verfügung gestellt. Inzwischen wurden Spezialröhren für den Secam-Decoder entwickelt, wodurch sich der Preis für diese Baustufe verminderte. Das französische Fernsehen sendet für den Großversuch zur Zeit bis zu 45 Stunden wöchentlich in Farbe.

▼ **Die 7. Internationale Messe Brno** wird vom 12. bis 26. September 1965 stattfinden. Im Rahmen des Messeprogramms wird die tschechoslowakische Wissenschaftlich - Technische Gesellschaft vier wissenschaftliche Symposien und 17 Fachtage der Neuen Technik veranstalten.

▼ **Mit einem neuen amerikanischen Infrarotgerät** können schadhafte elektronische Bauteile entdeckt werden, bevor sie zu kompletten Systemen zusammengeschaltet werden.

▼ **Eine winzige pillenförmige Varaktordiode** von Motorola (USA), die zur Frequenzverdopplung bestimmt ist, kann eine HF-Eingangsleistung von 12 W von 1 GHz auf 2 GHz bei einem Wirkungsgrad von 60% umwandeln. Es handelt sich hierbei um eine doppelt - diffundierte Epitaxie - Siliziumdiode.

▼ **Auf einer Konferenz über Lasertechnik** in London wurde erörtert, wie ein nachrichtenübermittelnder Laserstrahl unbeeinflußt von störendem Dunst, Regen oder Nebel vom Sender zum Empfänger geleitet werden kann. Interessanteste Projekte dazu waren der Vorschlag, Ballons als Relaisstationen über den Wolken zu verankern und das Laserlicht von Ballon zu Ballon weiterzugeben, sowie der Gedanke, den Laserstrahl durch Glasfaserkabel zu leiten, die sowohl als Freileitung als auch unter der Erde verlegt werden könnten. Im Fall einer künftigen Anwendung des Laserlichtbündels als Nachrichtenträger für kürzere Entfernungen käme diesen Vorschlägen eine größere Bedeutung zu als dem wesentlich teureren Projekt künstlicher Erdsatelliten als Relaisstationen für den Laserstrahl.

▼ **Der verlangte Preis** für den Reisesuper Schaub-Lorenz Touring T 50 pendelt zwischen 248 DM (in Kassel) und 290 DM (in Nürnberg) – im ersten Fall bei einem direkt verkaufenden Großhändler, im anderen Fall in einem Fachgeschäft.

▼ **Die neue alphanumerische Anzeigeröhre SY 1303** der amerikanischen Firma Sylvania, die eine Anode und 15 Metallkatoden besitzt, zeigt neben den Buchstaben A bis Z und den Ziffern 0 bis 9 unterhalb der Anzeigefläche noch ein Symbol an, das z. B. als Auslassungszeichen für Zahlen und für viele andere Zwecke verwendet werden kann.

Neue Untersuchungsmöglichkeit des Laserstrahls

Eine neue Untersuchungsmöglichkeit des Laserstrahls, die Ingenieure der amerikanischen Westinghouse Company geschaffen haben, enthüllt dem unbewaffneten Auge in allen Einzelheiten die sogenannten „Fern-Feld"-Bildmuster im Laserlicht. Diese Bildmuster werden aus Infrarot(Wärme)strahlen gebildet, die eine zu niedrige Frequenz haben, als daß Auge oder fotografischer Film auf sie ansprechen könnte. Dem Experimentator sagen sie jedoch sehr viel über die Eigenschaften des Lasers aus.
Diese Strahlungsbildmuster können durch ein von Westinghouse entwickeltes neues Gerät, das Infrarot-Bildmustersichtgerät genannt wird, sichtbar gemacht werden. Es verwendet für sein infrarotes „Auge" einen bemerkenswerten „vierten Zustand" der Materie, den eines flüssigen Kristalls.
Diese ungewöhnlichen flüssigen Kristalle wurden zum ersten Mal in den Forschungslaboratorien von Westinghouse eingehend untersucht und besitzen Eigenschaften flüssiger wie auch fester Stoffe. Besonders auffällig ist ihre große Empfindlichkeit gegen Temperaturänderungen, auf die sie mit plötzlichem, lebhaftem Farbwechsel reagieren. Dieser Farbwechsel wird von dem Gerät zur Sichtbarmachung des Strahlungsbildmusters des Lasers benutzt. Nach Auftragen eines dünnen Films flüssiger Kristalle bewirkt die vom Laserstrahl entwickelte Wärme eine Verschiebung der Molekularanordnung der Kristalle und einen Farbwechsel von rot nach grün. Dieser außerordentliche Farbwechsel wird durch eine geringe Temperaturänderung verursacht.
Unter den für die Sichtbarmachung dieser kleinen Temperaturänderungen benutzten flüssigen Kristallen sind Cholesterinverbindungen am besten geeignet. In einem sechsjährigen Forschungsprogramm der Westinghouse Company wurde festgestellt, daß die flüssigen Cholesterinkristalle des menschlichen Körpers empfindliche Meßgeräte für Temperatur, Druck, chemische Dämpfe und sogar elektrische Felder sind. Solche Kristalle enthält auch die Anzeigevorrichtung des neuen Infrarot-Bildmustersichtgerätes.
Sein Kern ist eine einfache Wärmeanzeigevorrichtung, die im wesentlichen aus einem dünnen Film flüssiger Cholesterinkristalle besteht, der auf einer geschwärzten Membrane aufgetragen ist und in eine kleine Vakuumkammer eingesetzt wird. Auf der einen Seite des Films befinden sich eine Quecksilberlampe und eine verstellbare Wärmelampe, die auf den Film gerichtet sind, während auf der anderen Seite der Laser so aufgestellt wird, daß sein schmaler Strahl auf die ebene Fläche des flüssigen Kristallfilms trifft. Der Film wird auf der Seite der Quecksilberlampe beobachtet.
Bei Betrieb wird die Wärmelampe so eingestellt, daß der flüssige Kristallfilm die erforderliche Temperatur erhält. Der Laserstrahl wird dann auf die Gegenseite des Films gerichtet, wo er absorbiert wird und einen Temperaturanstieg verursacht. Der Farbwechsel in dem von der Quecksilberlampe gelieferten und durch die Kristalle reflektierten Licht erzeugt ein Bildmuster, das kontinuierlich beobachtet werden kann, je nachdem wie der Laser seine Schwingungsweise entweder durch eigene Unstabilität oder auf Grund von Änderungen in den Betriebsbedingungen verändert.
Das Bildsichtgerät ist nicht auf Anwendung der Infrarotstrahlung beschränkt. Jede beliebige optische Strahlung, auch sichtbares Licht und Ultraviolettstrahlung, die den flüssigen Kristallfilm erwärmt, wird mit gleicher Leichtigkeit und Klarheit sichtbar gemacht.

Sowjetische Physiker beschossen Elektronen mit Laserstrahlen

Die bei der Wechselwirkung zwischen Lichtquantenbündeln und beschleunigten Elektronen entstehende Gammastrahlung ist von vier sowjetischen Physikern jetzt erstmals registriert worden. Die Wissenschaftler benutzten bei ihren erfolgreichen Experimenten einen Hochenergierubinlaser als Quelle von Lichtquanten. Der stark gebündelte Rotlichtquantenstrahl des Lasers, dessen Energie zwei Elektronenvolt betrug, wurde auf ein Elektronenbündel gerichtet, dem im 600-Millionen-Elektronenvolt-Synchrotron des Moskauer Physikinstituts der sowjetischen Akademie der Wissenschaften nahezu Lichtgeschwindigkeit und eine Energie von 550 MeV verliehen worden waren.
Die maximale Energie der so erzeugten Gammaquanten betrug 8 MeV.

Kleinstspeicherelemente mit Laserstrahlen hergestellt

Speicherelemente für hochleistungsfähige Miniaturelektronenrechner werden jetzt in den USA aus mit Laserstrahlen durchbohrten Wolframdrähten hergestellt, und zwar werden dazu, mikroskopisch kontrolliert, mit dem Laserstrahl Bohrungen mit einem Durchmesser von nur 0,04 mm eng nebeneinander in einem Wolframdraht eingebracht. Der nur wenige μs dauernde Bohrvorgang schließt jede Strukturveränderung in dem die Bohrstelle umgebenden Material infolge der Hitzeeinwirkung aus. Durch die Bohrungen werden dann Drähte geführt, so daß eine Speichermatrix mit äußerst geringen Dimensionen entsteht.

Lehrgänge unter dem Thema „Halbleiterbauelemente in der Starkstromtechnik"

veranstaltet der Bezirksvorstand Potsdam der Kammer der Technik zusammen mit dem Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Betriebsteil Stahnsdorf,

vom 29. 3. bis 3. 4. 1965,
vom 20. 9. bis 25. 9. 1965,
vom 8. 11. bis 13. 11. 1965.

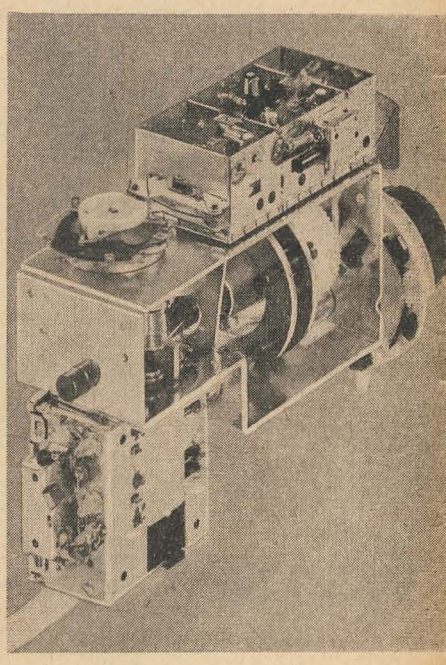
Behandelt werden „Physikalische Grundlagen der Halbleiter und die Physik des Transistors", „Ökonomische Probleme der Halbleitertechnik in der DDR und im Ausland", „Der Transistor als Klein- und Großsignalverstärker", „Der Transistor als Schalter", „Das Wichtigste über Translog-Bausteine" und „Die Schaltalgebra", „Halbleitergleichrichter und ihre Anwendung" (ganztägig), „Steuerbare Gleichrichter und ihre Anwendung" (ganztägig), „Schutzmaßnahmen bei Siliziumgleichrichtern".
Anmeldungen sind an den Bezirksvorstand der Kammer der Technik, 15 Potsdam, Weinbergstr. 20, zu richten. Teilnehmergebühr und Internatskosten werden von der gleichen Stelle auf Anforderung mitgeteilt.

Chirurgisches Instrument sieht mit Ultraschall

Bei der Augenoperation an einem elfjährigen Patienten wurde in den USA eine neue Untersuchungssonde verwendet, die einen Fremdkörper im Auge mit Hilfe des Ultraschalls betrachtet. Sie besteht aus einem Kristalltransduktor von 1 mm Durchmesser, der hinter den Spitzen der Miniaturaugenzange aufgesetzt ist. Die Reflexion vom Objekt (im obengenannten Fall war es der Teil eines Messinggeschosses vom Kaliber 0,22) wird auf dem Schirm einer einzölligen Katodenstrahlröhre wiedergegeben, ganz wie bei einem Miniaturradargerät. Der Chirurg kann verfolgen, wie sich die Zange dem zu entfernenden Gegenstand nähert, und kann sie im richtigen Moment schließen.

Kapazitätsdiodenabstimmung im Fernseh-VHF-Kanalwähler

Von der westdeutschen Firma Grundig wurde ein VHF-Kanalwähler mit Kapazitätsdioden gebaut. Drei Kapazitätsdioden vom Typ BA 110 g stimmen die Bandfilterkreise und den Oszillatorkreis ab. Sie werden von einem Potentiometer gesteuert. Lediglich beim Übergang vom Band I zum Band III werden (wie allgemein üblich im durchstimmbaren Fernsehkanalwähler)



Spulen umgeschaltet bzw. ein Teil der wirksamen Kreisinduktivitäten kurzgeschlossen.
Die Gleichspannung zur Steuerung der elektronischen Abstimmung stabilisierte man mit einer Zenerdiode.
Der VHF-Tuner (in unserem Bild oben) ist mit dem UHF-Tuner (unten) zusammen zu einem Einknopfprogrammwähler vereint. In einem späteren Heft werden wir ausführlicher auf die Schaltung eingehen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. MÄRZHEFT 5 1965

Neue Berufsprofilierung des Seefunkoffiziers

WALTER WIPPER

Kurz nach dem Ende des 2. Weltkrieges begann in verstärktem Maße die Ausrüstung der internationalen Seeschiffahrt mit neuartigen elektronischen Geräten und Anlagen, die vor Ausbruch bzw. während des 2. Weltkrieges entwickelt worden waren.

Radar, Decca-Navigator, Loran, moderne Echolote usw. waren die ersten Geräte und Systeme, die in die gegenüber Neuerungen oft konservativ eingestellte Seeschiffahrt Eingang fanden – ein erstes Anzeichen, daß die technische Revolution auch vor der Seeschiffahrt nicht halt macht.

Die folgenden Jahre zeigten, daß mit dem Einbau dieser Geräte erst der Anfang gemacht worden war. Weitere Entwicklungen auf dem Sektor der Elektronik, wie z. B. Einseitenband-Sender, Funkfernschreiber, Faksimile-Geräte, Echographen, Fischlupen usw., fanden Eingang in die Flotten der Welt.

Das Ausmaß der technischen Weiterentwicklung sowie ihre Auswirkungen auf die Profilierungen der Berufe an Bord der Seeschiffe ist heute noch nicht abzusehen.

Der Trend zum schnellen Großschiff, mit einer äußerst geringen Besatzungsstärke, die Steuerung der Maschinenanlage von der Brücke und andere technische Neuerungen führen dazu, daß die althergebrachten und bekannten Funktionen an Bord sich grundlegend verändern werden. Auch die Bestrebungen der Häfen, die Umschlagsgeschwindigkeit durch neuartige Lösch- und Ladeeinrichtungen weiter zu steigern, werden nicht nur das Bild eines Hafens, sondern auch das eines Schiffes in Zukunft verändern.

Da ein Ingenieur etwa 40 Jahre produktiv tätig ist, ist es unerläßlich, daß der Blick der Ausbildungsinstitute möglichst weit über die nächsten Jahrzehnte vorauseilt. Natürlich kann niemand in Einzelheiten wissen, was ein heute Studierender in der Zukunft, auf der Höhe seines Schaffens, an Kenntnissen und Fähigkeiten benötigt, um seine Aufgaben erfolgreich lösen zu können. Man kann aber die Tendenzen der Entwicklung dieser Erfordernisse beobachten und aus ihr die Schlüsse für die Ausbildung ziehen.

Diese Schlußfolgerungen standen für die Fachrichtung Seefunk der Seefahrtschule Wustrow seit einigen Jahren zur Debatte. Waren der Ausbildung durch das alte Gebäude der Seefahrtschule objektive Grenzen gesetzt, so besteht heute durch die Übernahme einer neugebauten Seefahrtschule die Möglichkeit, die bisher in der Ausbildung gewonnenen Erfahrungen in die Tat umzusetzen, die Ideen der Fachrichtung zu verwirklichen und somit den neuen Anforderungen der Praxis zu entsprechen.

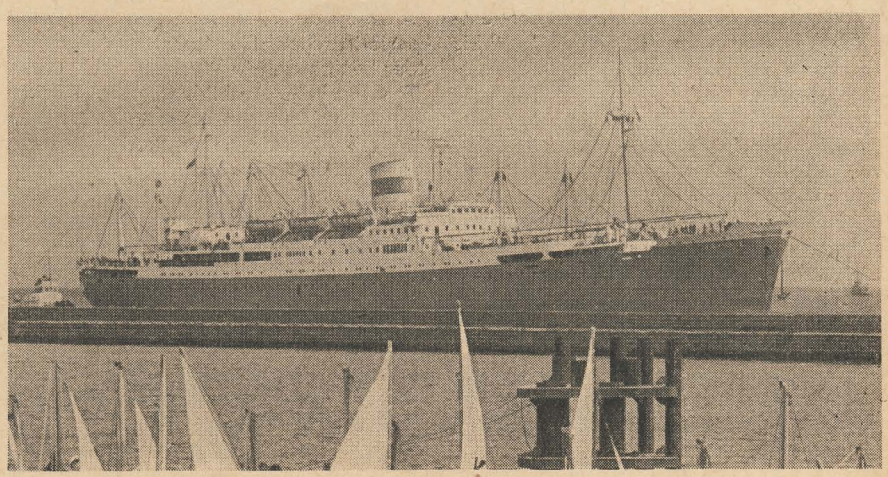
Für die Ausbildung von Funkoffizieren ist nun nach vielen Diskussionen und Besprechungen von der Studienplankommission in enger Zusammenarbeit mit den Betrieben und der Arbeitsgruppe Seefunk ein Studienplan erarbeitet worden, der m. E. den objektiven Erfordernissen unserer Zeit Rechnung trägt.

Die Entwicklungstendenzen des Berufes

In den Jahren von 1900 bis zum 1. Weltkrieg führte sich die Funktechnik sehr schnell in der Seeschiffahrt ein. War es doch ein Mittel, mit dessen Hilfe die Möglichkeit der ständigen Nachrichtenverbindung zwischen den Schiffen und der Küste und unter den Schiffen selbst garantiert werden konnte. Schon in den ersten Jahren des Einsatzes von Funkgeräten in der Seefahrt stellte sich heraus, daß mit Hilfe dieses neuen Nachrichtenmittels die Sicherheit von Mensch und Material auf See weitgehend erhöht werden konnte. Die großen Schiffskatastrophen um die Jahrhundertwende trugen dazu bei, daß der Seefunkdienst mehr und mehr an Bedeutung gewann. Die Berufsausübenden waren Telegrafenbeamte der großen Telegrafengesellschaften. Der Schwerpunkt der Arbeit lag auf dem funkbetrieblichen Sektor. Die Geräte waren einfach und unkompliziert. Sie stellten keine außergewöhnlichen Forderungen an das technische Wissen des Personals.

Als zweite Entwicklungsetappe kann man die Zeit von 1918 bis zum 2. Weltkrieg ansehen. Die neuentwickelte Röhrentechnik brachte eine Vielzahl neuer Nachrichtenmittel und eröffnete Möglichkei-

Bild 1: Das Motorschiff „J. G. Fichte" der Deutschen Seereederei, Rostock, das z. Z. der Seefahrtschule Wustrow als Ausbildungsschiff zur Verfügung steht.
(Mit freundlicher Genehmigung des Deutschen Militärverlages)



ten, die sich nach und nach in der Seefahrt durchsetzten. Der erste Weltfunkvertrag (Washington, 1927) regelte die internationale Zusammenarbeit des Seefunkdienstes und stellte in Verbindung mit dem Schiffssicherheitsvertrag (London, 1929) die ersten einheitlichen und verbindlichen Qualifikationsmerkmale für das Funkpersonal auf. In Deutschland wurde das Funkpersonal im Jahre 1928 in den Kreis der Schiffsoffiziere lt. Gesetz aufgenommen; seit diesem Zeitpunkt muß eine staatliche Befähigungsprüfung abgelegt werden.

Die Dichte der Nachrichtenverbindungen nahm ständig zu, und die Kompliziertheit der Geräte stellte bereits besondere Anforderungen an das technische Spezialwissen der Funkoffiziere. Der Konkurrenzkampf der kapitalistischen Reedereien, der durch die großen Wirtschaftskatastrophen nach dem 1. Weltkrieg noch verschärft wurde, führte zu einer umfangreichen Arbeitsintensivierung. Zahlreiche Reedereien versuchten, dem Funkpersonal die im Borddienst anfallende Verwaltungsarbeit aufzubürden. Die drohende Arbeitslosigkeit in diesem Beruf führte dazu, daß sich zahlreiche Funkoffiziere für die Kopplung „Funker–Verwalter" entschieden, eine Form, die sich zum Teil bis in unsere Zeit in kapitalistischen Reedereien erhalten hat.

Nach dem 2. Weltkrieg, also in der dritten Entwicklungsetappe, verlangt die sich ständig vergrößernde Anzahl elektronischer Nachrichten- und Funknavigationsgeräte und Schiffsführungsmittel die Anwesenheit eines Spezialisten an Bord.

Der Schwerpunkt der Arbeit der Funkoffiziere verlagert sich in dieser Entwicklungsperiode immer mehr nach der technischen Seite, ohne daß jedoch die funkbetrieblichen Ansprüche abnehmen, denn die neuen Nachrichtengeräte lassen auch die Informationsdichte immer weiter ansteigen.

In der Vergangenheit haben viele Staaten und Reedereien sehr verschiedene Wege beschritten, um die an Bord eingesetzte Technik auszunutzen und zu warten, damit sie den höchstmöglichen ökonomischen Nutzen bringen konnte. Es entstanden neue Laufbahnen, wie Electronic-Officer, Radio-Officer, Radio-Navigator usw. Die allgemeine Entwicklungstendenz neigt jedoch dazu, den Funkoffizier als den Spezialisten zur Wartung und Instandhaltung der elektronischen Geräte einzusetzen. Diese Tendenz kommt auch in den internationalen Vereinbarungen der Staaten untereinander zum Ausdruck. Die nach 1927 bzw. 1929 durchgeführten internationalen Nachrichten- und Schiffssicherheitskonferenzen zeigen eindeutig, daß die technische Seite der Tätigkeit des Funkpersonals eine immer größere Rolle spielt.

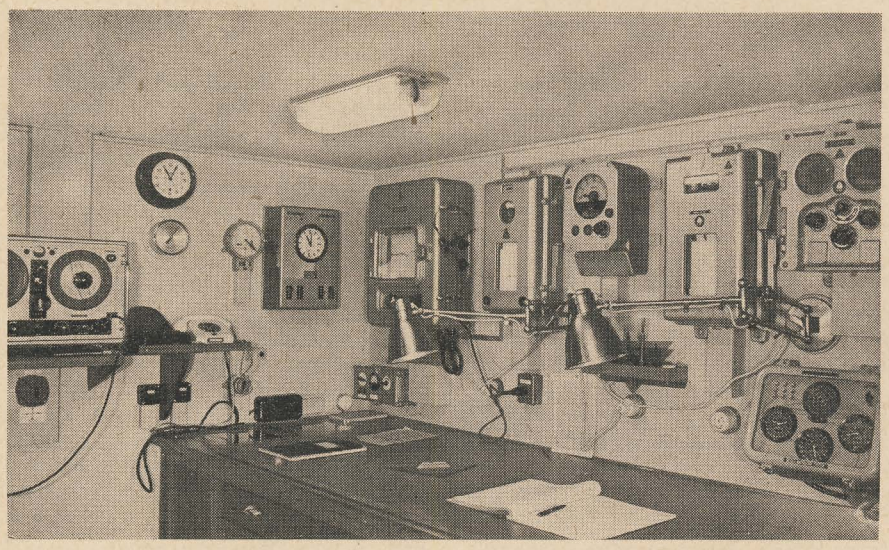


Bild 2: Blick in den Kartenraum eines modernen Hochseeschiffes der DDR. Es sind u. a. zu erkennen (v. l. n. r.): Goniometer-Peiler, Uhrenzentrale, Echograf, Fahrtschreiber, Fahrtmeß-Anzeiger, Kursschreiber, Kreisel-Einstellgerät, Decca-Navigator.

(Mit freundlicher Genehmigung des VEB Fernmelde-Anlagenbau Rostock)

Bereits seit dem Bestehen der Fachrichtung Seefunk der Seefahrtschule Wustrow wurde diese Entwicklung aufmerksam beobachtet. Schon seit 1957/58 trug die Ausbildung von Funkoffizieren dieser objektiven Tendenz Rechnung: die technische Ausbildung trat immer mehr in den Vordergrund. In Auswertung der „Grundsätze für die Gestaltung des einheitlichen sozialistischen Bildungssystems" wurde an der Seefahrtschule Wustrow, Fachrichtung Seefunk, die Ausbildung zum Seefunkoffizier vollkommen umgestellt. Der Beruf erhielt somit ein neues Profil mit neuem Inhalt und neuen Zielen.

Ausbildungsmöglichkeiten

Die Ausbildung zum Seefunkoffizier für die Seeflotten der Deutschen Demokratischen Republik erfolgt in einem Dreijahresstudium (6 Semester) an der Seefahrtschule Wustrow. Es ist die einzige Institution der Republik, an der Funkpersonal für die Hochseehandels- und Hochseefischereiflotte ausgebildet wird.

Nach bestandener Abschlußprüfung verleiht die Seefahrtschule den Absolventen der Fachrichtung die Berufsbezeichnung „Ingenieur für Seefunk". Diese Ingenieure werden im Borddienst als Funkoffiziere der Handels-, Fischerei- und technischen Flotte der DDR eingesetzt.

Die beiden Hauptrichtungen der Tätigkeitsmerkmale des Ingenieurs für Seefunk sind der Seefunkbetrieb und die Reparaturtechnik. Beide zwingen die Fachrichtung, ein breites Spektrum an Spezialstoffgebieten zu vermitteln. Die auf den Bordeinsatz ausgerichtete technische Ausbildung muß den Ingenieur befähigen, nicht nur die gegenwärtig schon große Anzahl verschiedenartiger Schiffsführungs- und Nachrichtengeräte zu beherrschen, sondern auch dem wissenschaftlichen und technischen Fortschritt folgen zu können, um dem späteren Einsatz neuer Geräte gewachsen zu sein.

Für die Durchführung des Seefunkdienstes sind außerdem umfassende ökonomische, völkerrechtliche und betriebstechnische Kenntnisse ebenso erforderlich, wie manuelle Fertigkeiten und die Fähigkeit, sich in mehreren Fremdsprachen einwandfrei verständigen zu können.

Um in einer normalen Fachschulausbildung die Vermittlung dieses umfangreichen Lehrstoffes zu sichern, ist es unumgänglich geworden, daß die Bewerber bereits ein sehr gutes Allgemeinwissen mitbringen und gute mathematisch-physikalische Kenntnisse besitzen, gekoppelt mit Fremdsprachenkenntnissen.

Der Lehrplan baut daher auf dem Abschluß der zwölfklassigen Oberschule auf. Hierdurch konnte die Stundenzahl der allgemeinbildenden Grundlagenfächer zugunsten der speziellen und der Spezialfächer reduziert werden.

Um eine enge Verbindung mit der Praxis herzustellen und den zukünftigen Seefunkingenieur in seinen späteren Tätigkeitsbereich einzuführen, findet die Ausbildung im 5. Semester an Bord des Ausbildungsschiffes der Seefahrtschule – z. Z. MS „J. G. Fichte" – statt.

Nach dem Berufsbild des Seefunkingenieurs werden folgende Bedingungen an den Bewerber gestellt:

1. Abschluß einer erweiterten Oberschule (Abitur) und in Ehren erfüllte Dienstzeit bei einer Nachrichteneinheit der Streitkräfte der DDR

oder

2. Abschluß einer erweiterten Oberschule und Berufsabschluß in einem funktechnischen Beruf

oder

3. Abschluß einer erweiterten Oberschule mit Berufsausbildung in einem funktechnischen Beruf

Selbstverständlich muß der Bewerber seediensttauglich und im besonderen für den Funkdienst geeignet sein.

Die Aufnahme eines Studiums an der Seefahrtschule erfolgt nach den einschlägigen Bestimmungen der DDR. Die Absolventen werden während ihrer Schulzeit in den Internaten der Seefahrtschule untergebracht. Stipendien werden nach der Stipendienordnung gezahlt.

Eigenschaften von VHF- und UHF-Richtantennen und ihre Messung

Ing. EBERHARD SPINDLER

Teil 1

Mitteilung aus dem VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Einleitung

Alle Betrachtungen, die im folgenden gemacht werden, gelten für reziproke Antennen, d. h., es ist gleichgültig, ob die Antenne als Sende- oder Empfangsantenne betrachtet wird. Die Eigenschaften sind bei beiden Anwendungsfällen sinngemäß die gleichen. Die jeweilige Betrachtungsweise wird immer dann angewendet, wenn sie im betreffenden Zusammenhang am anschaulichsten ist.

Aufgabe dieses Beitrages soll jedoch insbesondere die Betrachtung der Fernsehempfangsantennentechnik im VHF- und UHF-Bereich sein, also im Frequenzbereich von 47 bis 790 MHz (Kanäle 2 bis 60).

Die grundsätzlichen Zusammenhänge sowie die Meßtechnik, die auch für den Amateur und für den mit einfachen Meßmitteln ausgerüsteten Antennenbauer anwendbar ist, werden in praxisverbundener Weise behandelt.

Man unterscheidet zunächst zwei große Hauptgruppen von Antennen: die sogenannten Rundstrahler, die insbesondere in der Sendeantennentechnik von Bedeutung sind, und die sogenannten Richtstrahler. Nur die letztere Hauptgruppe hat in der Fernsehempfangstechnik Bedeutung, da immer ein Einwegeempfang für ein „geisterfreies" Bild Voraussetzung ist. Auf sie wird daher im folgenden auch ausschließlich eingegangen. Es handelt sich also um Antennen, die den weitaus größten Teil der Energie in eine sogenannte Vorzugsrichtung ausstrahlen bzw. aus einer Vorzugsrichtung aufnehmen.

Eine derartige Richtstrahlung wird erreicht, indem in einer allgemein räumlichen Anordnung eine bestimmte Strom-Spannungsverteilung der abzustrahlenden Leistung erzeugt wird. Bei der Betrachtung der Strahlungseigenschaften geht man im allgemeinen von der Stromverteilung hinsichtlich Amplitude und Phase in einem räumlichen Koordinatensystem aus.

Der einfachste Fall ist in diesem Zusammenhang die Annahme eines punktförmigen Strahlers, der nach allen Richtungen mit gleicher Strahlungsdichte und gleicher Phase strahlt, des sogenannten Kugel- oder Isotropstrahlers. Dieser Fall hat jedoch nur theoretischen Wert, praktisch gibt es einen solchen Strahler nicht.

Ein weiteres Grundstrahlelement ist der sogenannte Elementardipol. Er entsteht, wenn man zwei dicht benachbarte punktförmige Ladungen (Kugelstrahler) betrachtet. Das sich aus dieser Betrachtungsweise ergebende Strahlungsdiagramm ist nicht mehr kugelförmig, es hat die Form eines Toroids. Auch dieser Elementardipol hat in der Hauptsache theoretische Bedeutung.

Das für die Praxis bedeutungsvollste Grundstrahlerelement ist der sogenannte Halbwellendipol. Das entstehende Strahlungsdiagramm hat annähernd die Form eines Toroids (Bild 1).

Dieses Strahlungsdiagramm entsteht bei einem sehr dünnen Dipol, auf dem sich bei dieser Voraussetzung etwa eine sinusförmige Stromverteilung ausbildet.

Wird ein dicker Dipol betrachtet, so ergibt sich eine andere Stromverteilung, die wiederum ein anderes Strahlungsdiagramm zur Folge hat. Die Stromverteilung wird mit dicker werdendem Dipol linearisiert (Bild 2).

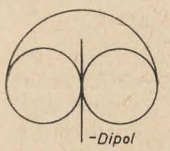


Bild 1: Strahlungsdiagramm des sehr dünnen Halbwellendipols in räumlicher Darstellung (etwa Toroid)

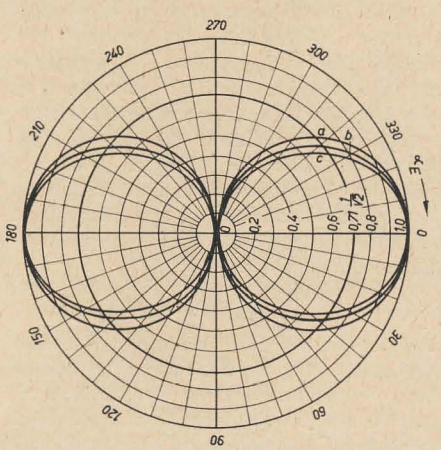


Bild 2: Diagramm $\frac{E}{E_{max}} = f(\alpha_E)$ der E-Ebene von
a) Elementardipol
$\left(\frac{E}{E_{max}} = |\cos \alpha_E|\right)$
b) dünnem Halbwellendipol
c) dickem Halbwellendipol

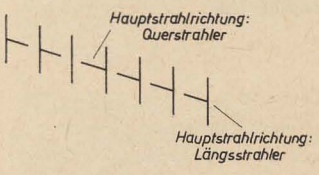


Bild 3: Quer- und Längsstrahler

Der Halbwellendipol hat praktische Bedeutung, da er das Grundelement darstellt, aus dem die sogenannten Dipolantennen aufgebaut sind. Die Richtwirkung (Diagramm) der Halbwellendipole wird also in erster Linie von ihrer Dicke, genauer dem sogenannten Schlankheitsgrad λ/d (d = Durchmesser bei rundem Querschnitt), bestimmt. Man kann Dipole in verschiedener Weise anordnen, am gebräuchlichsten ist die Anordnung in einer Ebene. Je nach Amplitude und Phasenlage der Speisung bzw. Erregung der Dipole ergeben sich bestimmte Hauptstrahlrichtungen. Strahlt eine solche Anordnung in der Hauptsache quer zu ihrer Ausdehnung ab, so bezeichnet man sie als Querstrahler (Bild 3), strahlt die Anordnung in Richtung der Längsausdehnung, so spricht man von Längsstrahlern.

Zu den Querstrahlern gehören in der Hauptsache sogenannte „Dipolwände"; sie haben in der TV-Empfangsantennentechnik keine besondere Bedeutung erlangt.

Zur Gruppe der Längsstrahler gehören in erster Linie die bekannten Yagiantennen und z. B. die logarithmisch-periodischen Dipolantennen.

Neben diesen beiden Strahleranordnungen gibt es noch eine dritte Gruppe, die in diesem Zusammenhang besonders im Band IV/V von Bedeutung ist, die sogenannten Flächenstrahler. Bei dieser Anordnung wird von einem Primärstrahler eine bestimmte gewünschte Stromverteilung auf einer Fläche erzeugt, die dann die Strahlungseigenschaften der Antenne bestimmt. In der Praxis sind dies die bekannten Reflektorwandantennen in ihrer verschiedenen Ausführung. Die Fläche kann dabei praktisch auch durch dicht benachbart angeordnete Stäbe u. dgl. dargestellt werden. Am bekanntesten ist wohl bei diesem Typ der parabolförmige Reflektor, der auch im Band IV/V verwendet wird.

Als Eigenschaften von Antennen werden in der Hauptsache die Impedanz (Fußpunktwiderstand) und die Strahlungseigenschaften unterschieden. Beide Haupteigenschaften sind miteinander verquickt, lassen sich jedoch praktisch auch getrennt betrachten. Von besonderer Bedeutung ist die Frequenzabhängigkeit dieser Eigenschaften, sie ist meist verschieden. Je nachdem, welche Abweichung des Frequenzganges zugelassen wird, bestimmt die eine oder andere Haupteigenschaft die Bandbreite einer Antenne, in den meisten Fällen ist es der Frequenzgang der Impedanz.

Die Impedanz

Die Impedanz als Eigenschaft einer Antenne

Unter der Impedanz versteht man allgemein den komplexen Eingangswiderstand einer Antenne, der entsprechend dem Aufbau einer Antenne frequenzabhängig ist. In der Empfangsantennentechnik wird er auch oft als „Fußpunktwiderstand" bezeichnet. Die Impedanz einer Antenne wird in üblicher Weise entweder durch

eine Reihen- oder Parallelersatzschaltung von Blind- und Wirkwiderstand dargestellt. In diesem Zusammenhang sei die Reihenersatzschaltung betrachtet. Der Blind- und Wirkwiderstand ist immer eine meist komplizierte Funktion der Frequenz. Die Impedanz einer Dipolantenne wird bestimmt durch die Impedanzen der einzelnen Dipole und ihre gegenseitige Verkopplung. Die Zusammenhänge werden bei vielen Elementen (Dipolen) sehr unübersichtlich und kompliziert, die Gesamtheit aller Beziehungen auf den Speise-

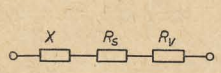


Bild 4: Ersatzschaltung der Impedanz einer Antenne

punkt der Antenne transformiert, ergibt als Ergebnis die Impedanz der Antenne. Grundsätzlich setzt sich der Wirkwiderstand jedoch aus zwei Teilkomponenten zusammen, dem Strahlungswiderstand und dem Verlustwiderstand.
Beide Widerstände ergeben eine wichtige Kenngröße für Antennen, den sogenannten Antennenwirkungsgrad.
Der Strahlungswiderstand und der Verlustwiderstand geben direkt Aufschluß über die Leistungsverhältnisse. Einmal betrifft das die abgestrahlte Leistung (P_S) und zum anderen die Verlustleistung (P_V), die in der Antenne selbst verlorengeht. Die im Sendefall einer Antenne zuzuführende Leistung P_0 erhält man also zu

$$P_0 = P_s + P_v$$

Das Verhältnis

$$\eta_a = \frac{P_s}{P_0} = \frac{P_s}{P_s + P_v}$$

bezeichnet man als den Antennenwirkungsgrad. Entsprechend der Ersatzschaltung kann man ihn auch durch die Widerstände ausdrücken:

$$\eta_a = \frac{R_s}{R_s + R_v} = \frac{1}{1 + \frac{R_v}{R_s}}$$

Das heißt also, der Antennenwirkungsgrad ist vom Verhältnis Verlustwiderstand zu Strahlungswiderstand abhängig. Er entspricht einem Gewinnverlust der Antenne, der sich wie folgt ergibt:

$$G_{v\eta} = 10 \lg \frac{1}{1 + \frac{R_v}{R_s}} \quad \text{in dB}$$

Daraus folgt unmittelbar, daß der Strahlungswiderstand sowie der Verlustwiderstand einer Antenne den praktischen Antennengewinn mitbestimmen.
Bei den üblichen Fernsehempfangsantennen kann der Antennenwirkungsgrad und damit der Gewinnverlust jedoch vernachlässigt werden, da das Verhältnis R_V/R_S sehr klein ist. Das gilt jedoch nur für ohne zusätzliche Maßnahmen abgestimmte Strahleranordnungen ($\lambda/2$- und λ-Resonanz) allgemein üblicher Größe. Für durch besondere Maßnahmen geometrisch verkürzte Antennen und sehr große Antennen gilt diese Voraussetzung jedoch nicht mehr. Der Antennenwirkungsgrad stellt aus diesem Grunde auch eine Größe dar, die den möglichen Maximalgewinn einer Antenne unter anderem mit begrenzt.
Die Impedanz einer Antenne wird meist nicht unmittelbar angegeben, vielmehr wird nur ein sogenannter Nennwert der Impedanz (z. B. 60 Ω oder 240 Ω in Deutschland) festgelegt. Die tatsächliche Impedanz wird auf diesen Nennwert bezogen und in geeigneter grafischer Darstellung (z. B. Smith-Diagramm) angegeben.
Da eine vom Nennwert abweichende Impedanz auf einem Kabel bzw. einer Leitung jedoch einer fortlaufenden Transformation unterworfen ist, gibt man nur die sogenannte Anpassung der Antenne, bezogen auf den Nennwert der Impedanz, an. Das geschieht z. B. durch den Betrag des Reflexionsfaktors r oder des Welligkeitsfaktors (abgekürzt Welligkeit) s.

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

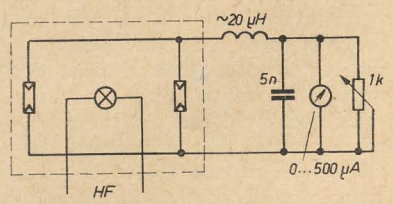
Diese Kennzeichnung genügt in fast allen Fällen den praktischen Erfordernissen. Die Kenntnis des genauen Impedanzfrequenzganges ist demgegenüber jedoch z. B. bei der Dimensionierung von sogenannten „elektronischen Antennen" von Vorteil. Das sind Antennen, die unmittelbar am Antennenanschluß meist einen in die Anschlußdose eingebauten Transistorverstärker aufweisen (bestes Signal/Rauschverhältnis der Anlage). In diesem Falle ist ein nahezu konjugiert komplexer Verlauf der Impedanzfrequenzgänge (von Antenne und Verstärkereingangswiderstand) anzustreben.

Die Messung der Impedanz

Bei der Messung der Impedanz wird eine Antenne immer als Sendeantenne betrieben. Entsprechend dem Reziprozitätsgesetz ist die so gemessene Impedanz dann auch der Quellwiderstand der Empfangsantenne.
Die Messung der Impedanz ist die am einfachsten durchzuführende Messung.
Es muß dabei jedoch beachtet werden, daß das Nahfeld der Antenne nicht durch irgendwelche Gegenstände gestört wird, z. B. durch die Meßanordnung selbst oder durch in der Nähe der Antenne befindliche sonstige Metallteile.
Das Nahfeld kann in diesem Zusammenhang als ungestört angesehen werden, wenn durch Ortsveränderung von in der Nähe befindlichen Gegenständen oder der Antenne selbst keine Beeinflussung der Impedanz festgestellt wird. Lassen sich die vorgegebenen Bedingungen nicht ganz erfüllen, so müssen sich die störenden Gegenstände (oder die Meßanordnung) in Nullstellen oder Stellen geringer Strahlungsdichte des Strahlungsdiagramms der Antenne befinden.
Das bekannteste und einfachste Meßgerät zur Impedanzmessung ist die Meßleitung. Mit ihr können die Welligkeit und die Phase der stehenden Welle gemessen werden, der Reflexionsfaktor r und die Impedanz ergeben sich daraus durch Rechnung. Die Bestimmung des (komplexen) Reflexionsfaktors erfolgt direkt durch Messung mit Reflektometern. Der Betrag des Reflexionsfaktors sowie die Welligkeit s werden meist mit HF-Brückenschaltungen gemessen.
Der Meßvorgang mit diesen allgemein bekannten Grundmeßgeräten läßt sich in verschiedener Weise automatisieren bzw. halbautomatisch vereinfachen. Es entstehen dann die unter den verschiedenen Namen bekannt gewordenen Meßgeräte. Vor allem sind es die den jeweils gewünschten Meßwert direkt anzeigenden und auch die den Frequenzgang dieser Werte darstellenden Meßgeräte.
Letztere ergeben sich durch Kombination des Wobbelverfahrens mit den jeweiligen Meßgeräten. Derartige Meßgeräte und der Meßvorgang wurden in der einschlägigen Fachliteratur ausführlich beschrieben, so daß es sich erübrigt, an dieser Stelle näher darauf einzugehen.

HF-Wattmeter

Zur Messung hochfrequenter Leistung benutzt der Kurzwellenamateur oft eine einfache Glühlampe, aus deren Helligkeitsgrad er dann Schlüsse über die Größe der Energie zieht. Eine genauere Messung erlaubt die nachfolgend beschriebene Schaltung (Bild). Die bisher verwendete Glühlampe beleuchtet zwei Fotoelemente, die je nach Lichthelligkeit einen bestimmten Strom durch das Instrument fließen lassen. Die Größe des Stromes ist dann ein Maß für die zugeführte HF-Energie. Zur Eichung kann der Glühlampe eine elektrische Energie aus einer Batterie zugeführt werden, deren Strom- und Spannungswerte leicht meßbar sind. Durch den dem Instrument parallelgeschalteten Widerstand kann die Skala des Instruments geeicht werden. Glühlampe und Fotoelement sind in einem lichtdichten Gehäuse unterzubringen.



Literatur

Greenlee, L. E.: Simple RF Wattmeter for CB. Radio-Electronics, Februar 1964

Ein transistorisiertes Gleichspannungs-Mikrovoltmeter

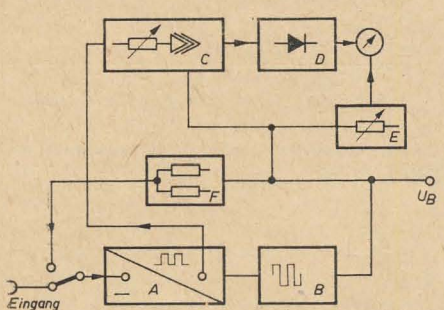
WOLFGANG ECKARDT

Pädagogisches Institut Erfurt, Lehrstuhl Physik

Allgemeines

In der Meßtechnik werden für bestimmte Zwecke Meßgeräte benötigt, die in der Lage sind, kleine Gleichspannungen von einigen Mikrovolt an niederohmigen Spannungsquellen (z. B. Thermoelemente) zu messen. Die hierzu meist verwendeten Spiegelgalvanometer sind für viele Fälle zu erschütterungsempfindlich und auch zu träge. Gleichspannungsverstärker sind bei diesen Spannungen nur mit größerem Aufwand stabil und haben meist einen zu großen Eingangswiderstand.

Nach Versuchen mit direkten Gegentakt-Gleichspannungsverstärkern mit Transistoren wurde eine in den letzten Jahren in der Literatur immer häufiger beschriebene Methode näher untersucht. Dabei wird die Meßgleichspannung in eine ihr proportionale pulsierende Gleichspannung umgewandelt und mit leichter zu beherrschenden Wechselspannungsverstärkern entsprechend verstärkt und zur Anzeige gebracht. Zum Umwandeln der Meßspannung sind Zerhacker gebräuchlich; es



A Chopper
B Steuergenerator
C Verstärker
D Gleichrichter und Meßgerät
E Kompensationsregler
F Eichspannungsteiler

Bild 1: Blockschaltbild

wurden aber auch elektronische Lösungen, sogenannte Transistorchopper, bekannt.

In den folgenden Ausführungen werden Bau und Versuchsergebnisse eines derartigen Meßgerätes mit einer Eingangsempfindlichkeit von 60 μV bei Vollausschlag näher beschrieben.

Schaltung

Das Gerät besteht aus den Baugruppen Chopper, Steuergenerator, Verstärker, Gleichrichter mit Tiefpaß und Meßgerät, Kompensationsteil, Eichspannungsteil und Stromversorgung (Bild 1). Bild 2 zeigt das Gesamtschaltbild ohne Netzteil.

Der Chopper (Block A) hat die Aufgabe, die Meßspannung zu zerhacken. Die beiden Transistoren werden durch eine Wechselspannung an der Basis abwechselnd auf- und zugesteuert, arbeiten also als Schalter. Dadurch wird der Chopperausgang, der zugleich Verstärkereingang ist, einmal unterbrochen und kurzgeschlossen, danach wieder geöffnet und mit dem Verstärkereingang verbunden. Es entsteht eine pulsierende Gleichspannung. Verwendet wurden zwei Transistoren AC 120 mit geringem Reststrom, die aber auch durch andere Typen ersetzt werden können. Die Verstärkung spielt eine untergeordnete Rolle. Der Regler R_{30} sorgt für die Symmetrie und muß sehr sorgfältig auf kleinstes Störsignal eingestellt werden. Zu beachten ist noch, daß die Transistoren invers betrieben werden, d. h., Kollektor und Emitter sind vertauscht. Das hat keinen Einfluß auf die Arbeitsweise, verringert aber den Störspannungsanteil vom Steuergenerator her wesentlich.

Der Steuergenerator (Block B) ist ein ganz normaler astabiler Multivibrator [3] mit einer nachfolgenden Verstärkerstufe. Dadurch wurde eine bessere Flankensteilheit der Rechteck-Steuerimpulse erreicht, die zum einwandfreien Schalterbetrieb unbedingt nötig war. Die Höhe der Steuerfrequenz ist nicht gleichgültig. Beim Mustergerät lag bei etwa 750 Hz ein Maximum der Empfindlichkeit des ganzen Gerätes, was auf das nichtlineare Frequenzverhalten der einzelnen Stufen zurückzuführen sein dürfte. Eine eventuell notwendige geringe Frequenzkorrektur läßt sich durch Verändern der Widerstände R_{24} bis R_{27} (oder auch C_{14} und C_{15}) leicht durchführen, muß aber bei jeder Stufe gleich vorgenommen werden, um das Tastverhältnis von 1 : 1 zu erhalten.

Als kritischstes Bauteil erwies sich der Übertrager. Er soll vor allem Chopper und Generator galvanisch trennen. Ein üblicher NF-Übertrager erwies sich als völlig ungeeignet, da durch ihn am Chopperausgang eine Störspannung von etwa 46 mV vorhanden war. Eine Verbesserung brachte eine Abschirmung zwischen beiden Wicklungen, die mit dem Trafokern an Masse (Pluspol) lag. Eine bifilar gewickelte Sekundärseite (Anschlüsse 3, 4) zur Vermeidung von Selbstinduktionswirkungen brachte eine weitere Verringerung der Störspannung unter 100 μV.

Als beste Lösung konnten folgende Werte ermittelt werden: Kern M 30/7 wechselseitig geschichtet, darauf 2 × 300 Wdg. 0,1 mm CuL bifilar und phasenrichtig in Reihe geschaltet (Anschlüsse 3, 4), Isolierlage, Kupferfolie (Anfang und Ende 1···2 mm überlappt, mit dazwischengelegtem Isolierstreifen, um Kurzschlußwindung zu vermeiden), Isolierlage, 1200 Wdg. 0,1 mm CuL (Anschlüsse 1, 2).

Die Transistoren T_3, T_4 und T_5 waren auf geringsten Reststrom ausgesucht. Eine Entkopplung der Betriebsspannung durch ein Siebglied R_{23}, C_{13} erwies sich als nützlich.

Der nachfolgende vierstufige Verstärker hat die Aufgabe, die kleine pulsierende Gleichspannung entsprechend zu verstärken. Die Verwendung eines Impulsver-

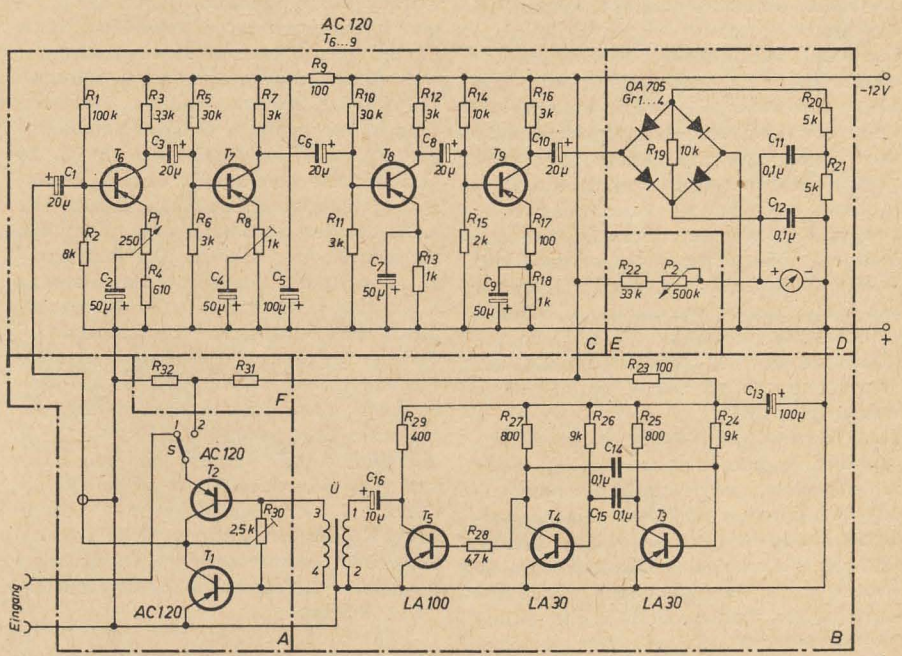


Bild 2: Gesamtschaltbild ohne Netzteil

stärkers, der Rechteckspannungen möglichst unverfälscht verstärkt, erwies sich als nicht unbedingt nötig. Wichtig sind vor allem gute Temperaturstabilität und Verstärkungskonstanz. Das wurde durch Gegenkopplungen im Emitterzweig und relativ niederohmige Basisspannungsteiler erreicht.

Es wurden vier Transistoren AC 120 mit $\beta \geqq 60$ und Kollektorrestströmen um 150 μA eingesetzt, die auf äußerst geringes Rauschen ausgesucht wurden. Wegen der kleinen Eingangsspannung konnten alle Stufen, außer der letzten, annähernd gleich dimensioniert werden [4]. In den beiden ersten Stufen erfolgt eine Verstärkungsregelung, hierbei in der ersten Stufe von außen durchführbar. Da die Emitterkondensatoren C_2, C_4 am Schleifer der Potentiometer liegen, findet nur eine Verschiebung der dynamischen zu einer statischen Gegenkopplung statt. Dadurch verändert sich die Stabilität der Stufe nicht. Der Emitterwiderstand der ersten Stufe wurde in P_1, R_4 aufgeteilt, um den Regelumfang zu begrenzen. R_8 ist ein kleiner Einstellregler. Durch R_9, C_5 findet eine Entkopplung der ersten beiden Stufen statt. Am Ausgang wird über C_{10} die verstärkte Spannung einem Gleichrichter aus 4 × OA 705 zugeleitet.

Da hier noch ein Teil der Steuerspannung vorhanden ist, der entsprechend mit verstärkt wurde, folgt ein Tiefpaß (Block D), der mit seiner Grenzfrequenz von $\approx$100 Hz die Steuerspannung aussiebt, kurzzeitige Meßspannungsschwankungen aber noch überträgt, sofern kein Ladekondensator verwendet wird. Anschließend folgt ein 60-μA-Meßwerk mit einem Innenwiderstand von 3 kΩ. Aus Anpassungsgründen wäre allerdings ein niederohmigeres günstiger. Um immer noch vorhandene Störspannungen nicht zur Anzeige zu bringen, wird ein Kompensationsstrom an das Meßgerät gelegt, wodurch jederzeit der Nullpunkt einstellbar ist (Block E). Damit das Gerät geeicht werden kann, ist noch ein Eichspannungsteiler (Block F) vorgesehen, an dem 60 μV abfallen, die mit dem Schalter S an den Eingang gelegt werden können.

Zum Netzteil (Bild 3) ist nicht viel zu sagen. Die Betriebsspannung ist großzügig gesiebt, um geringste Brummspannung zu erhalten und durch eine Zenerdiode ZL 910/12 auf etwa 12,4 V stabilisiert [5]. Diese beiden Maßnahmen waren unbedingt notwendig, ebenso das Abkapseln des Netztrafos (EI 48) in einem Mu-Metallbecher. Bei räumlich günstigerem Aufbau könnte das evtl. entfallen. Der benötigte Betriebsstrom beträgt etwa 85 mA, gemessen am Ladekondensator.

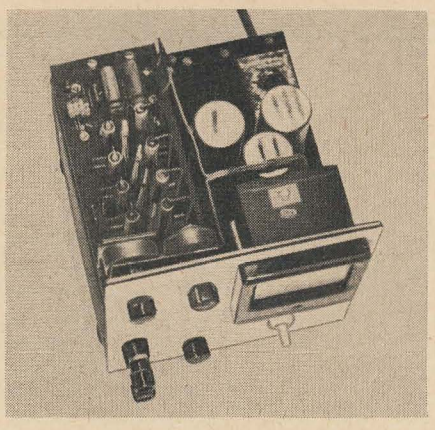


Bild 4: Außenansicht

Mechanischer Aufbau

Mechanisch ist das Gerät in vier Gruppen gegliedert:

1. Frontplatte mit Meßgerät, Eingangsbuchsen, Eich- und Netzschalter
2. Netzteil
3. Chopper mit Steuergenerator
4. Verstärker mit Gleichrichter, Tiefpaß und Regler

Der Netzteil wurde auf eine 3 mm Pertinaxplatte gebaut, um Siebkondensatoren und Zenerdiode isoliert montieren zu können. Letztere befindet sich auf einem 15 cm² großen Kühlblech. Der Chopper mit dem Steuergenerator ist von den übrigen Baugruppen zur Abschirmung durch ein 0,8 mm starkes Eisenblech getrennt.

Die Abmessungen über alles betragen 150 × 160 × 200 mm. Bei der Verdrahtung ist zu beachten, daß der Verstärkereingang sehr brummempfindlich ist. Es sind kürzeste Zuleitungen bzw. Abschirmleitungen erforderlich. Das Chassis ist nicht mit der Schaltung verbunden; der Eingang ist also erdfrei. Die Masseverbindung ist als Ringleitung von Stufe zu Stufe und wieder zurück zum Ausgangspunkt mit 0,6-mm-Schaltdraht verlegt. Jeder Block besitzt also einen eigenen Massestützpunkt, dessen Wahl und Reihenfolge ausprobiert werden mußte, um geringste Störspannung zu erzielen. Für die Widerstände fanden bis auf Sieb- und Kollektorwiderstände beim Multivibrator 0,1 bzw. 0,05-W-Typen Verwendung. R_{31} des Eichspannungsteilers wurde aus einer entsprechenden Kombination zusammengestellt, wobei R_{32} im Mustergerät 18 Ω betrug.

Betriebsverhalten und erreichte Ergebnisse

Bei einer Eingangsspannung von 60 μV konnte an einem 60-μA-Meßwerk mit 3 kΩ Innenwiderstand Vollausschlag erreicht werden. Das entspricht einer Spannungsverstärkung insgesamt von $v_u = 3 \cdot 10^3$. An den Eingang können Meßwertgeber mit beliebigen Widerständen zwischen 0,1 und etwa 100 Ω angeschlossen werden, wie sie z. B. übliche Thermoelemente und Hallgeneratoren aufweisen, wobei sich allerdings jeweils der Nullpunkt verschiebt. Nullpunkteichungen müssen also mit dem entsprechenden Geber oder einem gleichgroßen Ersatzwiderstand durchgeführt werden, da der Nullpunkt vom Abschlußwiderstand des Einganges abhängig ist. Der Eingang muß immer niederohmig abgeschlossen sein, da sonst das Meßwerk überlastet wird. Das Eichen erfolgt mit dem Regler P_2 in Stellung 1 des Schalters S. Die Verstärkung muß dann mit P_1 in Stellung 2 auf Vollausschlag nachgeregelt werden. Dieser Vorgang wird mehrmals wiederholt, bis Nullpunkt und Vollausschlag eingestellt sind. Werden hochohmigere Meßwertgeber angeschlossen, besteht die Gefahr der

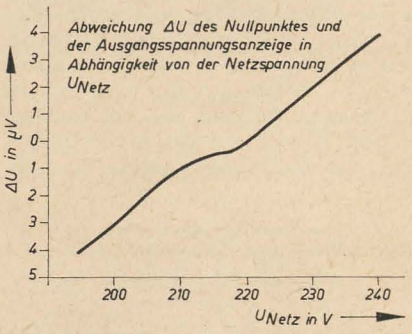


Bild 5: Einfluß von Netzspannungsschwankungen auf die Anzeige

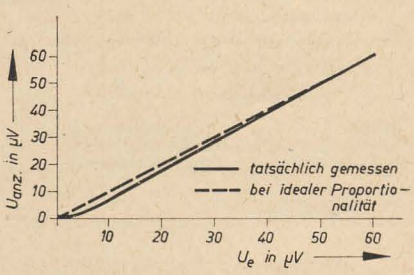


Bild 6: Eichkurve zum Linearitätsfehler

Brummeinstreuung (handempfindlich). Bei der Anzeige tritt ein kleiner Proportionalitätsfehler von maximal − 2 μV im unteren Bereich der Skala auf (Bild 6), da sich wahrscheinlich bei gegen Null gehenden Spannungen die Krümmung der Diodenkennlinie am Nullpunkt auswirkt und damit die Meßgleichrichter nicht mehr linear arbeiten.

Der größte Meßfehler kann durch Netzspannungsschwankungen verursacht werden (Bild 5). Obwohl durch eine Zenerdiode stabilisiert wurde, reichte das nicht voll aus. Aus Platzgründen konnten keine weiteren Stabilisierungsmaßnahmen durchgeführt werden. Bei Netzspannungsschwankungen von ± 10 V wurden Abweichungen von ± 1,5 μV gemessen. Bei konstanter Netzspannung, der genaue Wert

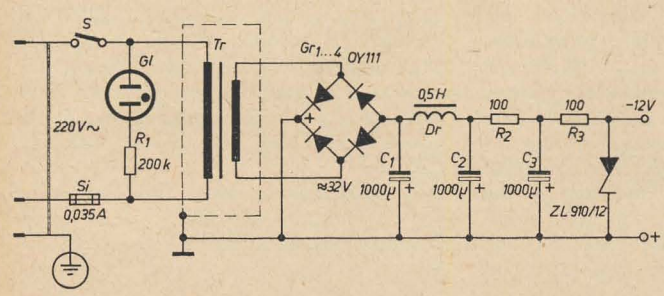


Bild 3: Netzteil

spielt keine Rolle, zeigte das Gerät über zehn Stunden Dauerbetrieb keine größeren Abweichungen als $\pm$ 0,5 μV ($<$ 1%). Dabei schwankte die Temperatur zwischen 17 und 23 °C. Diese gute Stabilität wurde aber erst nach einer Einlaufzeit von etwa 30 min erreicht, was beim Einsatz zu beachten ist.
Wenn entsprechende Spannungsteiler verwendet werden, ist das Gerät auch für höhere Spannungen, z. B. als Transistorvoltmeter mit einer Stromdämmung von 10 MΩ · V^{-1} verwendbar.

Zusammenfassung

Es wurde der Aufbau eines empfindlichen und stabilen Transistor-Mikrovoltmeters beschrieben und auf das Betriebsverhalten hingewiesen.
Mit diesem Gerät ist es möglich, genaue Messungen über einen längeren Zeitraum durchzuführen. Durch die kompakte Bauweise ist das Gerät handlich und benötigt bis auf die Einlaufzeit keine Vorbereitung zur Inbetriebnahme. Ein Betrieb aus Batterien ist ebenfalls möglich.
Mit den Ausführungen wurde nachgewiesen, daß es zum Messen kleinster Gleichspannungen sehr günstig ist, diese erst in eine Wechselspannung umzuwandeln und mit einem Wechselspannungsverstärker zu verstärken. Zum Umwandeln ist ein Transistor-Chopper sehr geeignet. Dadurch wird auch der kritischste Punkt eines direkten Gleichspannungsverstärkers, die Temperaturstabilität, ausreichend berücksichtigt.

Technische Daten

Empfindlichkeit:	60 μV (bei Vollausschlag)
Spannungsverstärkung v_u:	$3 \cdot 10^3$
Abschlußwiderstand des Einganges:	$<$ 0,1 Ω bis $>$ 100 Ω (erdfrei)
Einlaufzeit:	etwa 30 min
Linearitätsfehler:	$<$ – 2 μV (unterhalb 30 μV)
Reproduzierbarkeit der Anzeige:	$<$ 1 μV
Drift bei 220 V konstant:	$\pm$ 0,5 μV
Drift bei 220 V $\pm$ 5%:	$\pm$ 2 μV
Drift zwischen 17 und 23 °C:	$<$ 0,5 μV

Literatur

[1] Jakubaschk, H.: Meß-Gleichspannungswandler mit Transistoren. radio und fernsehen 9 (1960) H. 20 S. 647
[2] Tewes, A.: Transistorisierte Meßgeräte. radio und fernsehen 12 (1963) H. 3 S. 92
[3] Kress, D.: Diagramm zum Entwurf astabiler Transistormultivibratoren. radio und fernsehen 11 (1962) H. 21 S. 677
[4] Pulvers, M.: Transistortechnik. radio und fernsehen 8 (1959) H. 21 bis 11 (1962) H. 2
[5] Steinke, L.: Einfache Berechnung von Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden. radio und fernsehen 11 (1962) H. 8 S. 261

NEUIGKEITEN DER HALBLEITERTECHNIK

Gallium-Arsenid- und Germanium-Tunneldioden aus der UdSSR

Mit den Typenbezeichnungen 3 И 301 A bis 3 И 301 Г wird eine Reihe neuer Tunneldioden aus Gallium-Arsenid und mit den Typenbezeichnungen 1 И 302 A bis 1 И 302 Г eine Reihe neuer Tunneldioden aus Germanium angeboten, die zur Anwendung als Schaltelemente vorgesehen sind.
Die Tunneldioden werden in einer Metall-Keramik-Ausführung nach Bild 1 hergestellt.
Die elektrischen Parameter sind in den Tabellen 1 und 2 angegeben (s. a. Bild 2).
Das Abbiegen der Anschlußfahnen ist bis zu einer Entfernung von 3 mm vom Körper zulässig, wobei der Körper beim Abbiegen der Anschlußfahnen keine Beanspruchungen erfahren darf. An den Anschlüssen der Tunneldioden kann mit einem Lötkolben, dessen Temperatur 250 °C nicht übersteigt, bis zu einer Entfernung von 3 mm vom Körper gelötet werden. Der Lötvorgang darf die Zeit von 3 s nicht überschreiten.

Loßack

Aus „Radio" (1964) 9, S. 59–61

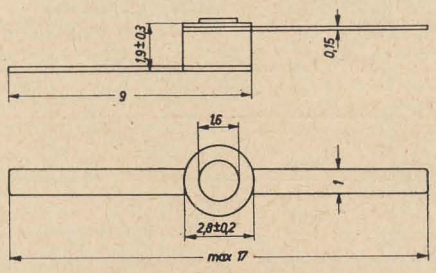


Bild 1: Abmessungen der Tunneldioden 3 И 301 A bis 3 И 301 Г und 1 И 302 A bis 1 И 302 Г

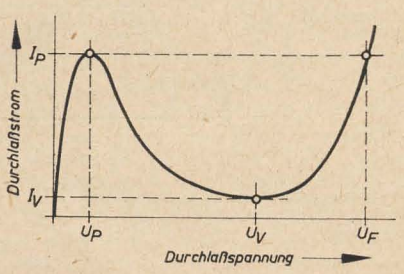


Bild 2: Statische Kennlinie einer Tunneldiode in Durchlaßrichtung

Tabelle 1: Elektrische Parameter der Ga-As-Tunneldioden bei t_a = 20 °C

Typ	I_P	Toleranz von I_P	$I_P : I_V$	U_P	U_F	C
	mA	%		V	V	pF
3 И 301 A	2	$\pm$ 0,4	$\geq$ 8	$\geq$ 0,18	$\geq$ 0,65	$\leq$ 12
3 И 301 Б	5	$\pm$ 0,5	$\geq$ 8	$\geq$ 0,18	0,85···1,15	$\leq$ 25
3 И 301 В	5	$\pm$ 0,5	$\geq$ 8	$\geq$ 0,18	1···1,3	$\leq$ 25
3 И 301 Г	10	$\pm$ 1	$\geq$ 8	$\geq$ 0,18	$\geq$ 0,8	$\leq$ 50

Tabelle 2: Elektrische Parameter der Ge-Tunneldioden bei t_a = 20 °C

Typ	I_P	$I_P : I_V$	U_P	U_F	C[1])
	mA		V	V	pF
1 И 302 A	1,7···2,3	$\geq$ 4,5	$\geq$ 0,06	$\leq$ 0,4	$\leq$ 80
1 И 302 Б	4,3···5,8	$\geq$ 4,5	$\geq$ 0,06	$\leq$ 0,4	$\leq$ 150
1 И 302 В	8,5···11,5	$\geq$ 4,5	$\geq$ 0,06	$\leq$ 0,4	$\leq$ 180
1 И 302 Г	13···17	$\geq$ 4,5	$\geq$ 0,06	$\leq$ 0,4	$\leq$ 200

[1]) bei f = 8 MHz

Ein digitales Drehzahlmeßgerät mit der Dekadenzählröhre Z 572 S

Dipl.-Ing. PETER ENGLER

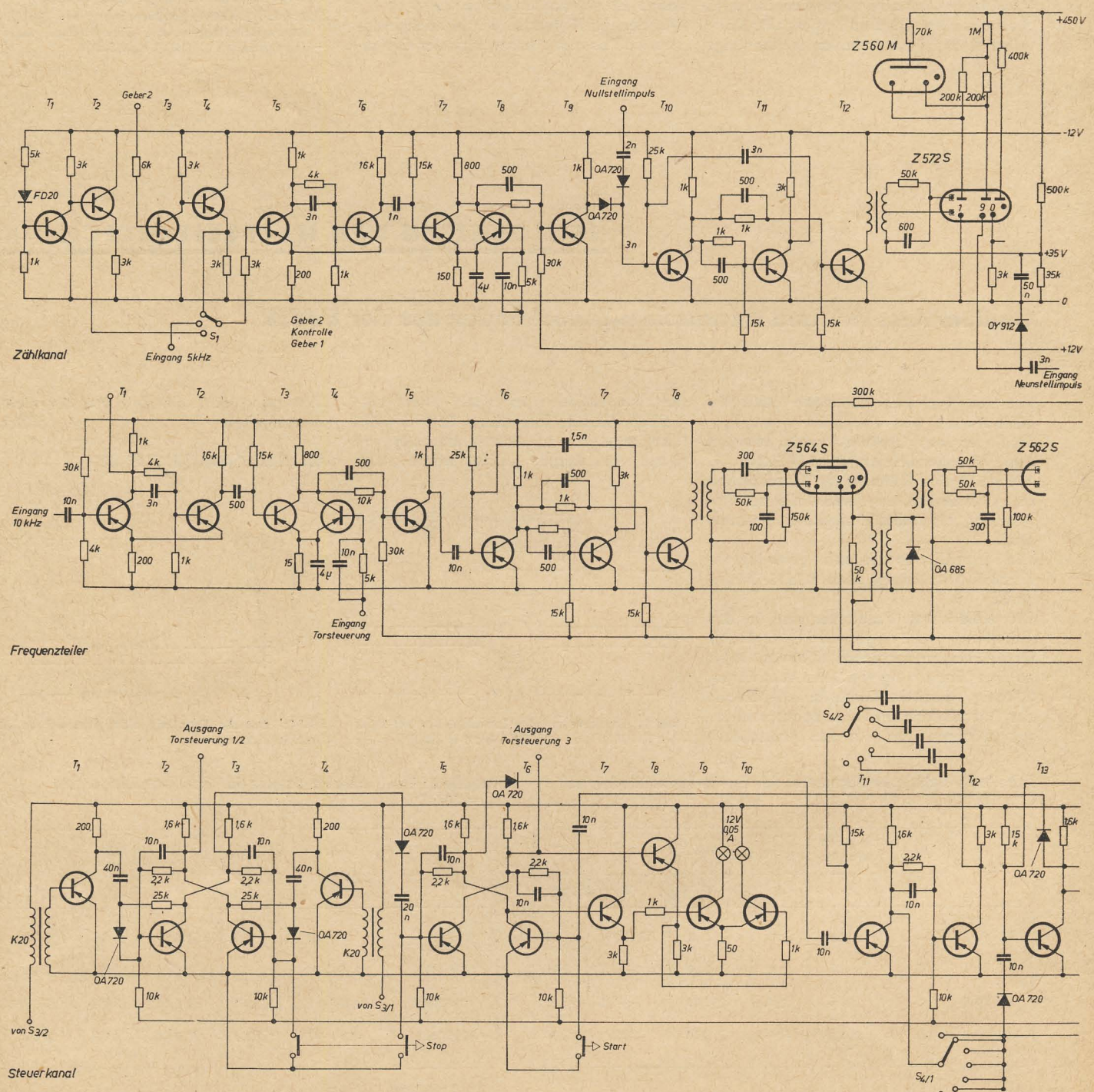
Teil 2 und Schluß

Mitteilung aus den Instituten für Elektrotechnik und Maschinenbauelemente der TH Karl-Marx-Stadt

Beschreibung der Schaltung (Bild 3)

Zählkanal

Die zwei Eingänge besitzen getrennte Vorverstärker. Im Basisspannungsteiler des Transistors T_1 befindet sich die Fotodiode, die je nach Belichtung das Spannungsteilerverhältnis so ändert, daß T_1 gesperrt oder leitend wird.
Diese Fotodiode ist mit einer Glühlampe und einer Optik im Geber untergebracht. Die Unterbrechung des Lichtstrahles wird mit einer auf dem Meßobjekt angebrachten Lochscheibe erreicht. Während T_1 in Emitterschaltung arbeitet, wird T_2 in Kollektorschaltung betrieben und dient als Impedanzwandler. Die Ausgangssignale der Vorverstärker gelangen zum Schalter S_1. In dem aus T_5 und T_6 bestehenden Schmitt-Trigger wird das von S_1 kommende Signal in ein Rechtecksignal mit gleicher Frequenz umgewandelt. Die Transistoren T_7 und T_8 bilden die Torschaltung. Der Basisvorwiderstand von T_7 ist so dimensioniert, daß T_7 gesättigt ist. Der 1-nF-Kondensator und der Eingangswiderstand der Torschaltung stellen ein Differenzierglied dar, dessen positiver Ausgangsimpuls T_7 während der Impulsdauer sperrt, dessen negativer aber ohne Wirkung bleibt. Durch das kurzzeitige Schließen von T_7 tritt an dessen Kollektor ein negativer Impuls auf, wenn T_8 gesperrt ist. Das Tor ist offen. Befindet sich T_3 im Sättigungszustand, ist das Tor geschlossen. Die Steuerung erfolgt von



einem bistabilen Multivibrator im Steuerkanal. Die durch das Tor kommenden Impulse werden in T_9 verstärkt und gelangen zur Treiberstufe der ersten Dekade. Als Treiberstufe für alle Dekaden wurde der monostabile Multivibrator mit Impulsverstärker gewählt. Die Impulse am Kollektor von T_{12} sind im Bild 4, die an den Hilfskatodengruppen im Bild 5 dargestellt.

Von der Katode k_0 wird der positive Steuerimpuls für die Treiberstufe der nächsten Dekade abgenommen.

Das Rückstellen aller Dekaden in Stellung 9 geschieht durch einen negativen Impuls an k_9, das Weiterschalten in Nullstellung durch einen positiven am Eingang der Treiberstufe.

Frequenzteiler

Die Schaltungen von Schmitt-Trigger, Tor und Impulsverstärker entsprechen denen des Zählkanals. Als Treiberstufen werden auch hier monostabile Multivibratoren mit Impulsverstärker verwendet. Der Frequenzteiler besteht aus sechs Dekaden. Die erste Dekade arbeitet mit 10 kHz und ist mit der Röhre Z 564 S bestückt. Als Impulsübertrager werden in allen Treiberstufen Transformatoren mit Eisenkern EI 30 verwendet. Der Ausgangsimpuls am Übertrager zeigt deshalb bei hohen Frequenzen erwartungsgemäß sehr große Anstiegs- und Abfallzeiten. Um dennoch eine gute Übernahme der Entladung von der einen Hilfskatodengruppe zur anderen zu gewährleisten, wurde der Impuls für die Hilfskatodengruppe K_{hI} durch ein Differenzierglied, der für K_{hII} durch ein Integrierglied gewonnen. Die Impulse an den Hilfskatodengruppen sind im Bild 6 bei einer Impulsfolgefrequenz von 16 kHz dargestellt.

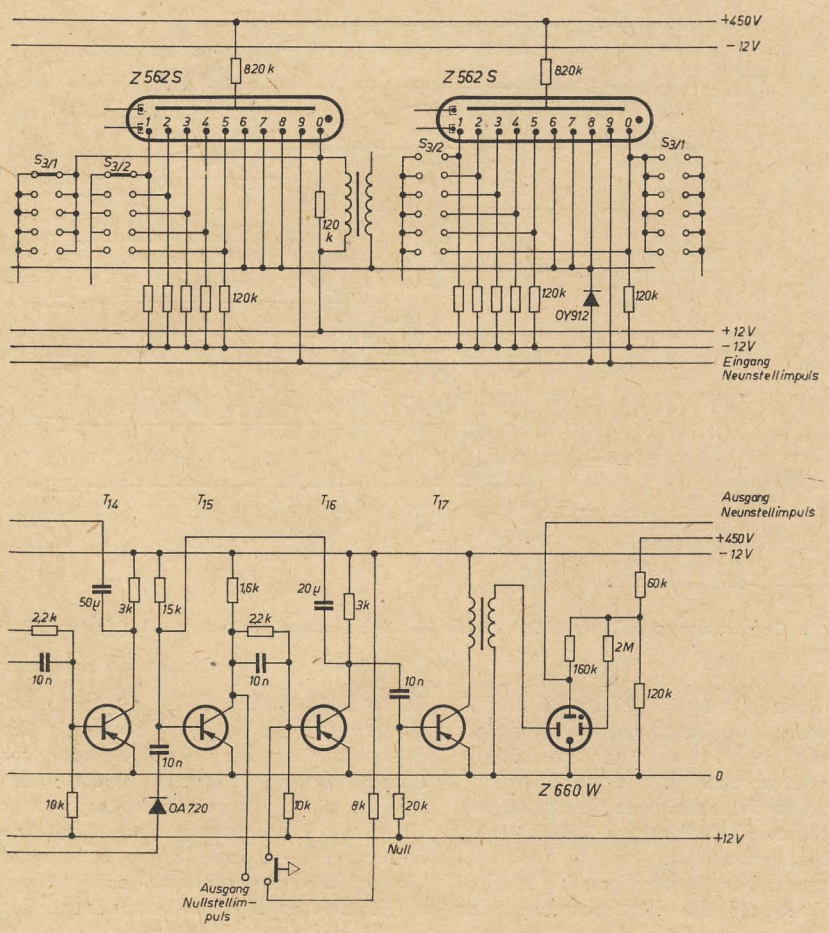
Die Ankopplung der folgenden Dekaden erfolgt über Kleinstübertrager 5 K 10 mit ü = 5 : 1. Die Diode parallel zur Sekundärwicklung verhindert die Rückwirkung des Multivibrators. Die Dekaden 2 bis 6 sind mit der Röhre Z 562 S aufgebaut. Den Eingangsimpuls am Übertrager dieser Dekaden zeigt Bild 7, den an den Hilfskatodengruppen Bild 8.

Das Rückstellen aller Dekaden in Stellung 9 erfolgt wie im Zählkanal durch Anlegen eines negativen Impulses an die Katoden k_9. Der Öffnungsimpuls für die Torsteuerung 1/2 wird bei 1···5 Sekunden Zähldauer der Katode k_0 von Dekade 5 entnommen, der Schließimpuls je nach Stellung des Schalters S_3 den Katoden $k_{1\cdots5}$. Analog bei 10···50 Sekunden Zähldauer den Katoden der Dekade 6. Bei 100 Sekunden Zähldauer werden beide Impulse der Katode k_0 der Dekade 6 entnommen.

Steuerkanal

Vom Schalter S_3 gelangen die Steuerimpulse zu dem Torsteuermultivibrator 1/2, der aus den Transistoren T_2 und T_3 besteht, über die Impulsverstärkerstufen mit T_1 und T_4. Das Steuersignal für die Tore wird am Kollektor von T_3 entnommen. Der beim Schließen der Tore 1 und 2 am Kollektor von T_2 entstehende positive Impuls gelangt über die Diode zum Torsteuermultivibrator 3 und gibt den Schließbefehl. Die Taste „Stop" wirkt auf beide Torsteuermultivibratoren gleichzeitig, die Taste „Start" nur auf Torsteuerstufe 3. Durch Bedienung der Tasten wird die Basis auf Emitterpotential gelegt und damit das Kippen des Multivibrators in die geforderte Stellung erreicht. Der Schaltzustand des Tores 3 wird mit zwei Glühlampen optisch angezeigt. Die Glühlampen sind als Arbeitswiderstände der Transistoren T_9 und T_{10} geschaltet und werden über zwei Kollektorstufen vom Torsteuermultivibrator 3 gesteuert, um die Belastung des Multivibrators klein zu hal-

Bild 3: Schaltung der Zählkanäle und des Frequenzteilers des digitalen Drehzahlmeßgerätes



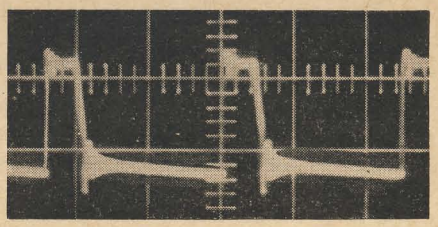


Bild 4: Impulse am Kollektor von T_{12}. 1 cm ≙ 10 V

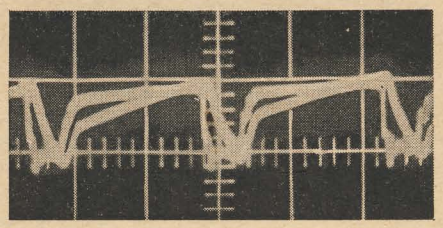


Bild 5: Impulse an den Hilfskatodengruppen. 1 cm ≙ 100 V

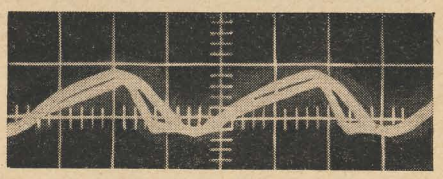


Bild 6: Impulse an den Hilfskatodengruppen bei einer Impulsfolgefrequenz von 16 kHz. 1 cm ≙ 100 V

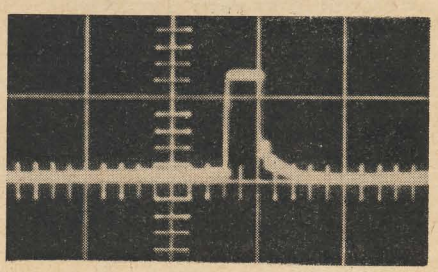


Bild 7: Eingangsimpuls am Übertrager der Dekaden 2 bis 6. 1 cm ≙ 10 V

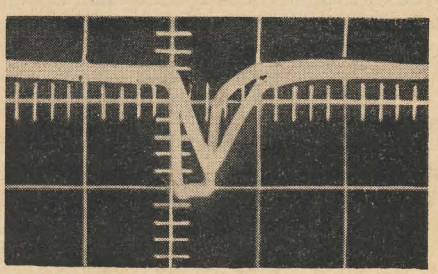


Bild 8: Eingangsimpuls an den Hilfskatodengruppen. 1 cm ≙ 100 V

ten. Der beim Schließen des Tores 3 am Kollektor von T_6 entstehende positive Impuls gelangt über die Diode OA 720 zum Verzögerer 1, dem aus T_{11} und T_{12} bestehenden monostabilen Multivibrator, und leitet den Kippvorgang ein. Nach der am Schalter S_4 eingestellten Anzeigedauer kippt die Schaltung zurück. Dabei entsteht am Kollektor von T_{11} ein positiver Impuls, der über Dioden auf den Rückstellimpulsgeber (T_{15}, T_{16}, T_{17}) und den Verzögerer 2 (T_{13}, T_{14}) gelangt und den Kippvorgang in diesen einleitet. Beim Umschalten des Rückstellimpulsgebers (monostabiler Multivibrator) gibt der Impulsverstärker (T_{17}) einen positiven Impuls an die Zündelektrode der Kaltkatodenrelaisröhre Z 660 W ab, der diese zündet. Anodenwiderstand und Betriebsspannung sind so dimensioniert, daß die Röhre nach Umladen der Kondensatoren in den Nullstelleitungen der Zähler und des Frequenzteilers wieder löscht. Der positive Impuls beim Zurückkippen des Rückstellimpulsgebers wird zum Weiterschalten der Dekaden der Zählkanäle in Stellung 0 ausgenutzt. Der Verzögerer 2 gibt nach Ablauf seiner Schaltdauer, die größer als die des Rückstellimpulsgebers ist, einen Startimpuls an die Torsteuerung 3.

Mechanischer Aufbau

Das Gerät ist im Bild 9 dargestellt.
In den Zählereinschüben ist je ein Zählkanal untergebracht. Zur Erleichterung der Ablesung, die bei zwei Zählern mit je sechs Ziffern für den Messenden sehr anstrengend werden kann, wurden zwischen den Ziffern Glimmlampen angebracht, von denen eine eingeschaltet werden und als Komma dienen kann.
Im Steuerteileinschub sind Frequenzteiler und Steuerkanal untergebracht.
Der 10-kHz-Quarz, Thermostat und Oszillator befinden sich im Oszillatoreinschub. Das Einschalten des Thermostaten erfolgt unabhängig vom Einschalten des Gerätes. Damit besteht die Möglichkeit, den Thermostaten vor Beginn der Messung vorheizen zu können, ohne das Gerät einschalten zu müssen.
Der Netzteil liefert die Betriebsspannungen und die Heizspannung für die Glühlampen in den Gebern.

Möglichkeiten zur Zählfrequenzerhöhung

Die maximale Zählfrequenz der in den Zählkanälen verwendeten Röhren Z 572 S liegt bei 5 kHz. Müssen Signale bis 50 kHz verarbeitet werden, so kann die

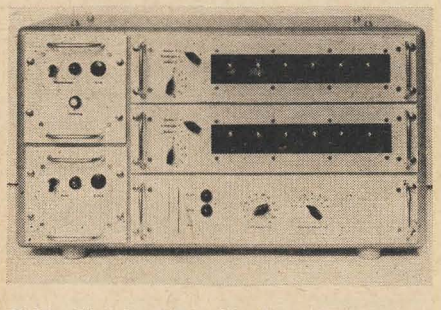


Bild 9: Digitales Drehzahlmeßgerät. Links oben: Oszillatoreinschub, links unten: Netzteileinschub, rechts oben: Zählereinschub 1, rechts Mitte: Zählereinschub 2, rechts unten: Steuerteileinschub

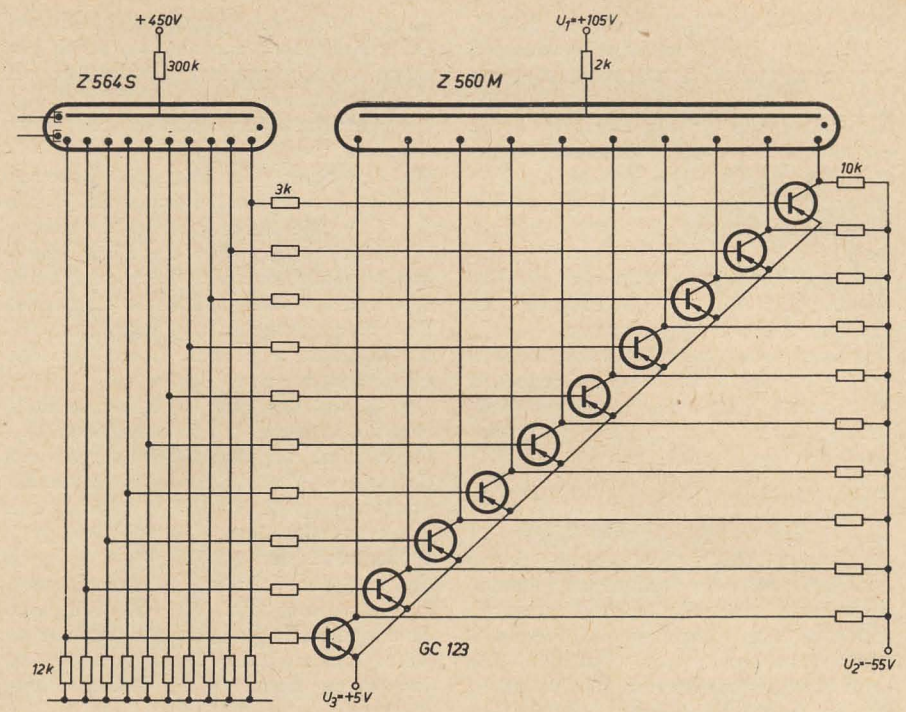


Bild 10: Eine bis 25 kHz arbeitende Schaltung mit den Röhren Z 564 S und Z 560 M

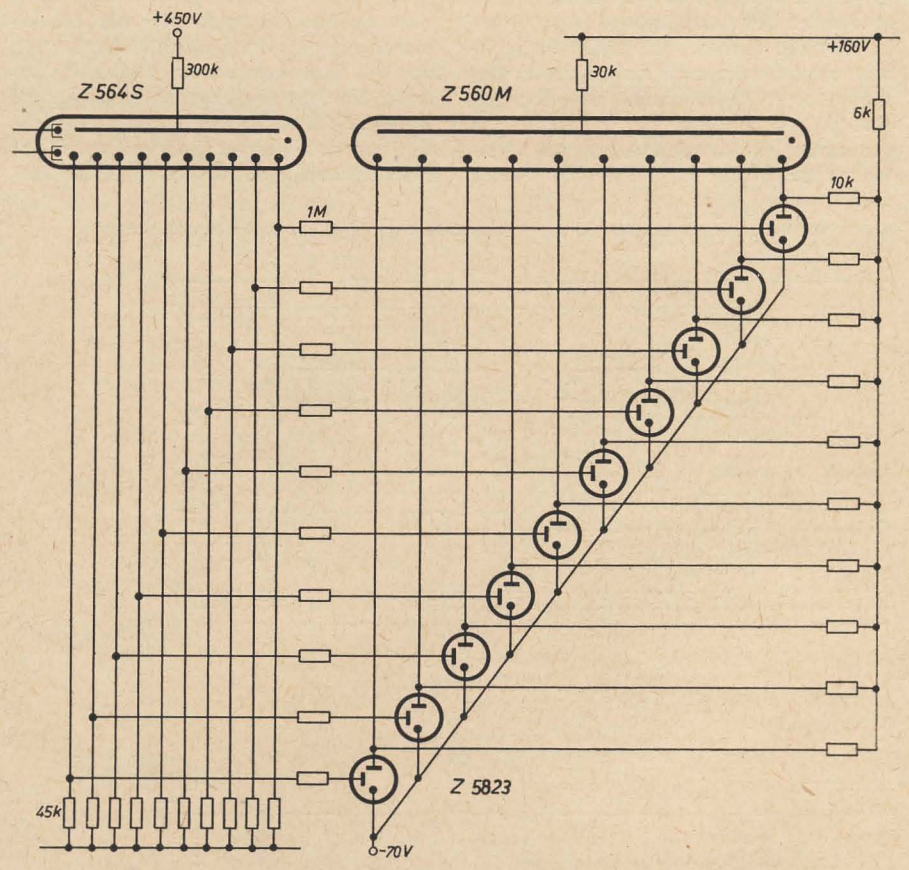


Bild 11: Im Gegensatz zur Schaltung Bild 10 wurden hier Kaltkatodenrelaisröhren als Anzeigeverstärker verwendet

erste Dekade mit vier bistabilen Multivibratoren aufgebaut und zur Anzeige ebenfalls die Ziffernanzeigeröhre Z 560 M verwendet werden [9].
Eine bis 25 kHz arbeitende Schaltung mit den Röhren Z 564 S und Z 560 M ist im Bild 10 dargestellt [3].
Die Summe der Spannungen U_1 und U_2 ist größer als die Zündspannung der Röhre Z 560 M. Die Differenz der Spannungen U_1 und U_3 ist kleiner als die Brennspannung. Die an den Katoden der Anzeigeröhren liegenden Transistoren sind für nicht angezeigte Ziffern leitend. Über der Ziffernanzeigeröhre liegt die Spannung U_1–U_3, die Röhre kann nicht zünden. Wird ein Transistor gesperrt, liegt die Katode an U_2, die Röhre zündet. Die

Schalttransistoren werden von den Katoden der Z 564 S gesteuert. Die an einer nicht stromführenden Katode liegende Basis ist gegen den Emitter negativ vorgespannt, der Transistor ist leitend. Am Katodenwiderstand einer stromführenden Katode fallen etwa 10 V ab, die Basis-Emitter-Spannung ist positiv, der Transistor ist gesperrt, und die entsprechende Ziffer der Anzeigeröhre zündet. Verwendet man in der Schaltung nach Bild 10 als Anzeigeverstärker statt Transistoren Kaltkatodenrelaisröhren, entsteht die Schaltung nach Bild 11.

Die Zündelektroden sind gegenüber den Katoden mit +70 V vorgespannt. Übernimmt eine Katode der Z 564 S die Entladung, fällt am Katodenwiderstand eine Spannung von +35 V ab. Die Summe beider Spannungen genügt, um die entsprechende Relaisröhre zu zünden. Damit liegt über der Röhre die Brennspannung und die Anode hat −5 V gegen Masse. Über der entsprechenden Entladungsstrecke der Z 560 M liegen 165 V, die Entladungsstrecke zündet. Übernimmt die nächste Katode der Z 564 S die Entladung, muß die nächste Relaisröhre zünden und die vorangegangene löschen. Dies erfolgt über dem gemeinsamen Widerstand von 6 kΩ aller Relaisröhren im Anodenkreis. Er ist so bemessen, daß beim Zünden einer zweiten Röhre die Anodenspannung unter die Brennspannung absinkt, und beide Röhren verlöschen. Liegt an der Steuerelektrode der zuletzt gezündeten noch die Steuerspannung, wird sie sofort wieder zünden, wenn die Anodenspannung die Zündspannung erreicht hat. Wegen der Trägheit der Kaltkatodenrelaisröhren kann die Anzeige bei hohen Frequenzen der Zählröhre nicht folgen, wird aber nach Beendigung der Messung das Zählergebnis anzeigen.

Zusammenfassung

Eine kurze Einschätzung der mit Kaltkatodenrelaisröhren und Transistoren möglichen Steuerung von Dekadenzählröhren führt zur Wahl des monostabilen Multivibrators. Anhand des Blockschaltbildes wird das Zusammenwirken der Baugruppen geschildert, deren Schaltung dann beschrieben wird. Einer kurzen Beschreibung des mechanischen Aufbaues schließen sich einige Gedanken zur Erhöhung der maximalen Zählfrequenz an.

Literatur

[1] Häußler, E.: Kaltkatodenzählröhren und Anzeigeröhren hoher Zuverlässigkeit für industrielle und kernphysikalische Geräte. Nachrichtentechnik 12 (1962), H. 11, S. 432···435
[2] Häußler, E.: Z 572 S, Z 573 C – zwei neue Zählröhren. radio und fernsehen 14 (1965), H. 4, S. 117
[3] Apel, K.: Elektronische Zählschaltungen. Franckh'sche Verlagsbuchhandlung
[4] Schütze, D.: Beitrag zur Dimensionierung des impulsgesteuerten transistorisierten Sperrschwingers. Nachrichtentechnik 14 (1964), H. 5, S. 168···175
[5] Müller, W. und Kullmann, J.: Die Anwendung von Kaltkatodenröhren in einem Zeitmeßgerät mit digitaler Anzeige. radio und fernsehen 12 (1963), H. 2, S. 59···63
[6] Rumpf, K. H. und Pulvers, M.: Transistorelektronik. VEB Verlag Technik, Berlin
[7] Labor- und Berechnungsunterlagen, monostabiler Multivibrator. radio und fernsehen 13 (1964), H. 1, S. 15···18
[8] Millmann, J. und Taub, H.: Impuls- und Digitalschaltungen. VEB Verlag Technik, Berlin
[9] Will, G.: Anzeigeverfahren bei Transistorzählschaltungen. Nachrichtentechnik 11 (1961), H. 4, S. 180···185

Wir lernten kennen:

Transistor-Rundfunk-Wechselsprechgerät CONTACT 1306

Mit dieser gelungenen Kombination stellt die westdeutsche Firma Graetz ein Gerät vor, das viele Freunde finden wird. Es handelt sich hierbei um einen netzbetriebenen Transistorsuper, der, mit einem Außenlautsprecher versehen, als Wechselsprechanlage betrieben werden kann.

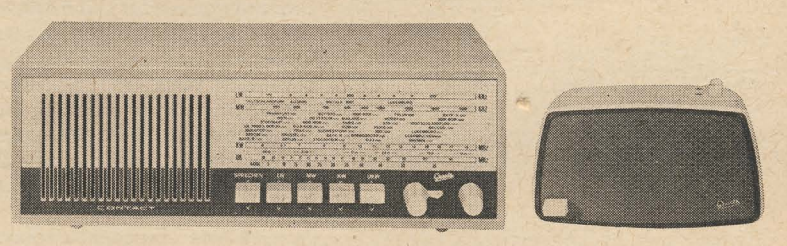
Der äußere Eindruck ist gut; es wurde eine solide, moderne und zweckmäßige Ausstattung gewählt, die unserem heutigen Formempfinden weitgehend entspricht (Bild). Schallwand und Skala bilden eine Einheit.

Interessant ist der Innenaufbau des Gerätes. Für MW und LW ist eine eingebaute Ferritantenne, für KW eine Rahmenantenne wirksam. Für die KW-Rahmenantenne wurden die vorhandenen Chassiskonstruktions - Elemente sinnvoll ausgenutzt. Das Netzanschlußkabel – eine einpolig verdrosselte Netzzuleitung – dient zugleich als UKW-Antenne. Bei schlechten Empfangsverhältnissen können für alle Wellenbereiche Außenantennen angeschlossen werden. Sämtliche Bauelemente, einschließlich Tastensatz, sind auf einer Platine sehr übersichtlich angeordnet. Die Kontaktbahnen des Tastensatzes sind zerlegbar und leicht zugänglich. Mit wenigen Handgriffen läßt sich der gesamte Innenaufbau – einschließlich Lautsprecher, Schallwand und Skala – aus dem Gehäuse herausnehmen. Überhaupt kann man das Gerät als sehr servicefreundlich bezeichnen. Als Kern für den Netztrafo wurde ein moderner Schnittbandkern verwendet.

Wird der CONTACT 1306 als Wechselsprechanlage betrieben, so benötigt man lediglich den CONTACT-Sprecher 1307 als Zusatz (siehe Bild).

Zusammen mit dieser Wechselsprechstelle wird ein Adapter und eine 25 m lange Verbindungsleitung mitgeliefert. Die Vorzüge einer derartigen Wechselsprechanlage sind klar, und wir waren bei der Erprobung mit den zahlreichen Variationsmöglichkeiten angenehm überrascht.

Die Umschaltung des Empfängers von Rundfunk- oder Fonowiedergabe auf Sprechbetrieb erfolgt durch ein Kleinrelais. Auf einzelne Schaltungsdetails einzugehen erübrigt sich, da bereits im Heft 3 (1964) nähere Angaben gemacht wurden.



Ansicht des CONTACT 1306 mit CONTACT-Sprecher 1307, Graetz-Werkfoto

Wie waren nun die Empfangs- und Klangeigenschaften? In den Bereichen MW, LW und KW war eine zufriedenstellende Empfindlichkeit und Wiedergabe zu verzeichnen. Der NF-Frequenzgang könnte etwas besser sein; so wurde ein stetiger Abfall etwa bei 160 Hz festgestellt. Die Grenzfrequenz lag bei 1,6 kHz, bezogen auf 3 dB (eingespeist wurde am Diodeneingang, und die Tonblende war aufgedreht). Die Bandbreiten für AM und FM waren normal. Die Klangeigenschaften bei UKW-Empfang waren jedoch nicht berauschend; so zeigten sich mit eingebauter UKW-Antenne Übersteuerungserscheinungen des Einganges (Mehrfachempfang). Die UKW-Empfindlichkeit betrug bei 89 MHz 11 μV und bei 98 MHz 9,7 μV bei einem Rauschabstand von 30 dB. Als Spiegelselektion wurden 28 dB bei 94 MHz ermittelt, und die ZF-Festigkeit betrug 74 dB. Den Klirrfaktor in den unteren Aussteuerungsbereichen kann man als sehr gut bezeichnen, er betrug bei 50 mW 1,1%. Bei 1 W stieg er auf 9,8% an.

Das Gerät hatte eine Gesamtstromaufnahme von 260 mA (A-Betrieb).

Zusammenfassend läßt sich sagen: ein moderner Netz-Transistorempfänger, der durch seine konstruktiven Lösungen und mit seiner Erweiterungsfähigkeit als Wechselsprechanlage eine gelungene Entwicklung der Firma Graetz darstellt.

Halbleitergeneratoren für Dezimeterwellen

Die für Halbleiterbauelemente typischen Vorteile, wie insbesondere hohe Zuverlässigkeit, Lebensdauer, mechanische Robustheit, geringer Energieverbrauch, geringste Abmessungen, sind so groß, daß das ständige Bemühen verständlich ist, ihren Anwendungsbereich nach hohen Frequenzen hin zu erweitern. Was speziell die Hochfrequenzleistungstransistoren betrifft, scheint jedoch im Augenblick die Grenze der Möglichkeiten, die die zur Zeit gängigen Halbleitermaterialien Germanium und Silizium bieten, nahezu erreicht zu sein. Hochfrequenzleistungen von 5 bis 10 Watt bei Frequenzen um 100 MHz können mit Transistoren erzeugt werden. Darüber hinaus gibt es erhebliche prinzipielle Schwierigkeiten, deren Ursachen stichwortartig angedeutet seien, indem daran erinnert wird, daß die Ladungsträgerausbreitung im Basisraum bestenfalls eine „Drift" und kein freier Flug (Fall im Potentialfeld) ist. Die Ladungsträger kollidieren mit Gitteratomen, und die bewußte Ausnutzung von Laufzeiteffekten ist deshalb kaum möglich. Ferner steht der gleichzeitigen Erhöhung der Frequenzgrenze und der Leistung, die aus Temperaturgründen größere Elektrodenflächen erfordert, die nachteilige höhere Kapazität dieser Flächen als starkes Hindernis entgegen.

Aus diesem Dilemma, mit dem sich die Halbleitertechniker zweifellos nicht endgültig abfinden werden, haben nun die Schaltungstechniker für Dezimeterrichtfunkgeräte u. ä. einen interessanten Ausweg gefunden, indem sie in einer Vervielfacherkaskade nach Bild 1, ausgehend von einer Hochfrequenzleistung von 6 Watt (111 MHz), bei 4 GHz eine Leistung von

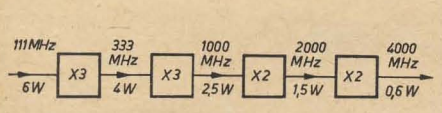


Bild 1: Schematische Darstellung einer Vervielfacherkette mit Varactoren und deren Energiepegel

etwa 0,6 Watt erzeugen, die für viele Fälle ausreicht. Die in bezug auf die Verstärkung passive Vervielfacherkaskade ist mit Varactordioden bestückt.

Varactordioden sind an sich normale Kapazitätsdioden, die wir von Nachstimmschaltungen kennen. Ihre Wirkung beruht bekanntlich darauf, daß die Sperrschichtkapazität unter dem Einfluß einer in Sperrrichtung anliegenden Spannung stark veränderbar ist (Bild 2). Wenn man diese Abhängigkeit quantitativ ausdrücken will, gilt:

$$C = K \cdot (U_0 - U)^{-n}$$

Darin ist K eine für die Diode typische Konstante, U_0 die Diffusionsspannung und U die Klemmenspannung der Diode. Für einen abrupten pn-Übergang, wie er bei Dioden, die nach dem Legierungsverfahren hergestellt werden, entsteht, ist $n = 1/2$. Für einen durch Diffusion erzeugten pn-Übergang, bei dem die Störstellenverteilung allmählich abnimmt, ist $n = 1/3$.

Schickt man durch eine derartige Diode mit spannungsabhängiger Kapazität einen Wechselstrom, so zeigt die Rechnung, daß an ihren Klemmen eine Spannung auftritt,

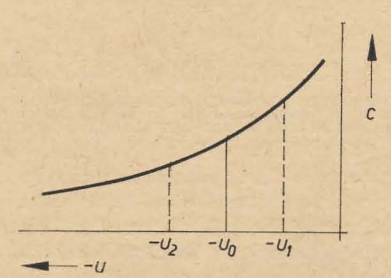


Bild 2: Kapazitätskennlinie einer Varactordiode

die alle Harmonischen der Grundfrequenz enthält. Mit Hilfe von Schwingkreisen gelingt es, die zweite, die dritte oder eine höhere Harmonische auszufiltern. Von ausschlaggebender Bedeutung für die Anwendung derartiger Frequenzvervielfacher ist, daß der Wirkungsgrad außerordentlich hoch ist. Bei einer Frequenzverdopplung zum Beispiel ist ein Wirkungsgrad von 50 bis 90% erreichbar. So ist es, wie die schematische Darstellung im Bild 1 zeigt, möglich, mit zwei Verdreifachern und zwei Verdopplern, also insgesamt einer Frequenzerhöhung um den Faktor 36, den Leistungsverlust auf ein Verhältnis 1 : 10 zu beschränken. Der 100-MHz-Generator wird aus Gründen der Frequenzkonstanz quarzgesteuert.

Die Prinzipschaltung eines Verdopplers ist im Bild 3 dargestellt. Wir erkennen einen Kreis, der aus der Selbstinduktion L_1, dem Abstimmkondensator C_1 und der Varactorkapazität besteht. Er ist auf die Grundfrequenz abgestimmt. Der zweite, auf die doppelte Frequenz eingestellte Kreis wird aus der Selbstinduktion L_2, dem Abstimmkondensator C_2 sowie ebenfalls der Varactorkapazität gebildet. Mit Hilfe des Widerstandes R wird der Varactor auf ähnliche Weise wie das Gitter einer Audionröhre in Sperrichtung vorgespannt. Ein Frequenzverdreifacher ist im Bild 4 wiedergegeben. Er enthält zusätzlich einen auf die dritte Harmonische abgestimmten Kreis. Die Kreise sind hier in beiden Bildern so gezeichnet, daß sie aus konzentrierten Selbstinduktionen und Kapazitäten bestehen. Bei hohen Frequenzen können selbstverständlich Leitungs- oder Topfkreise an ihre Stelle treten. Die Kaskadenschaltung mehrerer Verdoppler (Beispiel Bild 1) ergibt bessere Wirkungsgrade gegenüber einer Anordnung, bei der die gesamte Vervielfachung in einer Stufe vorgenommen werden würde, und wird stets auf der Sendeseite angewendet. Wenn der höhere Leistungsverlust nicht ins Gewicht fällt, wie z. B. bei dem Oszillator eines Überlagerungsempfängers, wird man mit einem höheren Vervielfachungsfaktor arbeiten, so daß nur eine Vervielfacherstufe nötig ist. Bei der Entwicklung von Kapazitätsdioden, die als Varactordioden verwendet werden sollen, muß der Bauelementeentwickler die elektrischen Daten, wie Durchbruchspannung, zulässige Eingangsleistung, Eingangsfrequenz und Kapazitätsvariation, möglichst

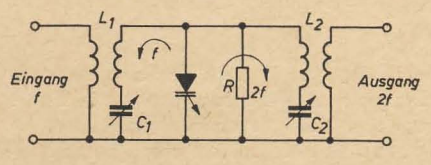


Bild 3: Prinzipschaltung einer Varactorverdopplerstufe

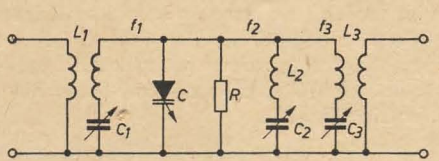


Bild 4: Prinzipschaltung einer Verdreifacherstufe mit Varactordiode. Zusammen mit der Varactorkapazität C ist ein Kreis durch L_1 und C_1 auf die Grundfrequenz f_1, ein zweiter durch L_2 und C_2 auf die zweite Harmonische f_2 und ein dritter durch L_3 und C_3 auf die dritte Harmonische f_3 abgestimmt

optimal aufeinander abstimmen. Konstruktiv werden Varactordioden für Frequenzen über 2000 MHz in Patronenform ausgeführt.

Ohne besondere Erläuterung dürfte verständlich sein, daß sich mit Hilfe von Varactordioden erhebliche Fortschritte auf dem Gebiet der Richtfunkgeräte und Radaranlagen geringer Leistung insbesondere für ambulanten Einsatz erzielen lassen. *-ke*

Zeichnungen nach Firmenunterlagen der CSF

RÖHRENINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK BERLIN (WF)

K. STURM 16

Magnetrons HMD 232 HMD 241 HMD 242 HMI 941 HMI 951 HMI 952 Teil 1

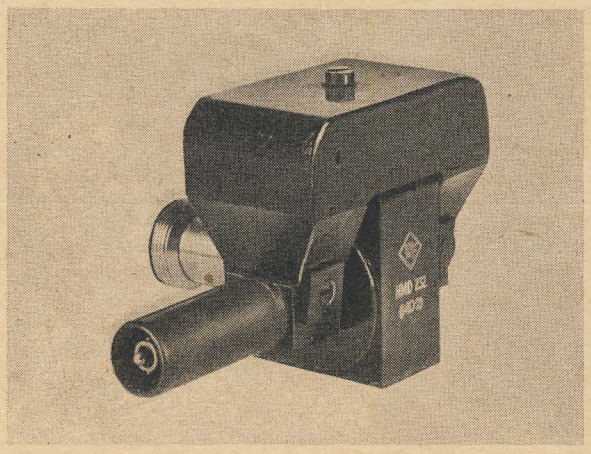
Magnetrons werden je nach ihrer Verwendung als Dauerstrich- oder als Impulsmagnetron hergestellt. Dauerstrichmagnetrons dienen zur dielektrischen Erwärmung nichtleitender Stoffe, während Impulsmagnetrons in erster Linie in der Radartechnik eingesetzt werden.

Magnetrons sind selbsterregte HF-Generatoren aus der Gruppe der Laufzeitröhren. Sie sind sehr leistungsstark und zeichnen sich besonders durch ihren guten Wirkungsgrad aus. Im Magnetron wirkt das HF-Feld einer Welle, die von einer Verzögerungsleitung (Anode) geführt wird, auf eine Elektronenströmung ein und führt über eine Geschwindigkeitsmodulation und Phasenfokussierung zu einer Leistungsabgabe der Elektronenströmung an die Welle und damit zu einer Verstärkung.

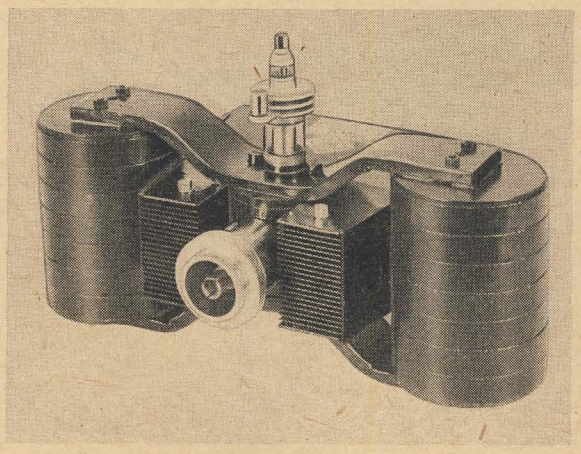
Die zur Selbsterregung notwendige Rückkopplung wird dadurch erreicht, daß die Verzögerungsleitung ringförmig ausgebildet ist. Zentrisch innerhalb der Verzögerungsleitung ist die zylindrische Katode angeordnet. Die Auskopplung der HF-Leistung erfolgt entweder mit Hilfe einer Koppelschleife oder kann bei hohen Frequenzen direkt durch eine Hohlrohrauskopplung über einen Transformator vorgenommen werden. Der Anschluß der Auskopplung mit Koppelschleife an den Verbraucher kann dabei auch als konzentrischer Anschluß oder als Einkopplung in ein Hohlrohr vorgesehen werden.

Die **HMD 232** ist ein Dauerstrichmagnetron mittlerer Leistung (N~ = 200 W). Sie wird in Geräte zur Erwärmung von Dielektrika eingesetzt und kann speziell für Mikrowellentherapie herangezogen werden. Die Auskopplung der Höchstfrequenzenergie erfolgt über einen 60-Ω-Koaxialanschluß (6/16). Zur Röhrenkühlung wird empfohlen, die Röhre auf ein Chassis ausreichender Wärmeleitung (zum Beispiel Cu 200 mm × 200 mm × 3 mm) zu montieren.

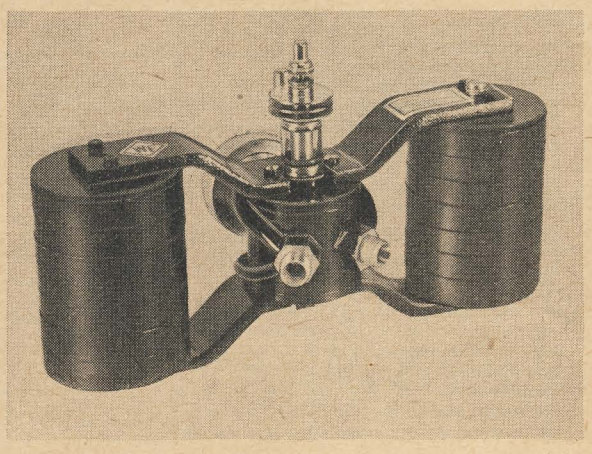
Die **HMD 241** und die **HMD 242** sind Dauerstrichmagnetrons mit großer Leistung (N~ = 2 kW). Die Röhren werden für die dielektrische Erwärmung empfohlen. Die Auskopplung der Höchstfrequenzenergie erfolgt über eine 50-Ω-Koaxialleitung (16/39). Die HMD 241 ist luftgekühlt; die erforderliche Kühlluftmenge (bei maximalem Anodenstrom) beträgt etwa 2 m³/min bei einer Lufteintrittstemperatur von 25 °C. Die HMD 242 ist wassergekühlt; die erforderliche Kühlwassermenge (bei maximalem Anodenstrom) beträgt 1 l/min bei einer Wassereintrittstemperatur von 30 °C.



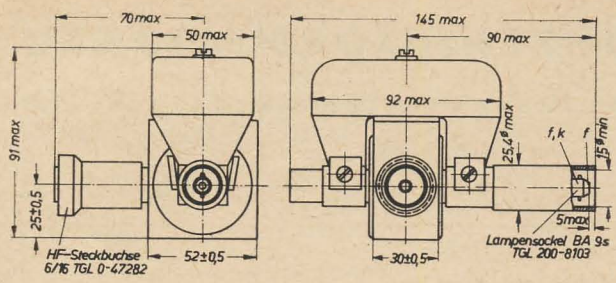
Dauerstrichmagnetron HMD 232



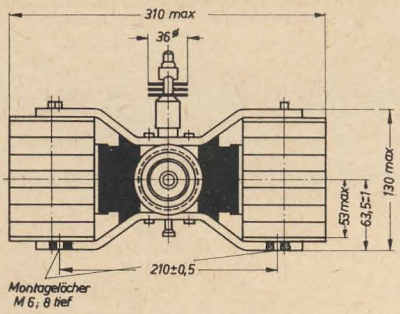
Dauerstrichmagnetron HMD 241

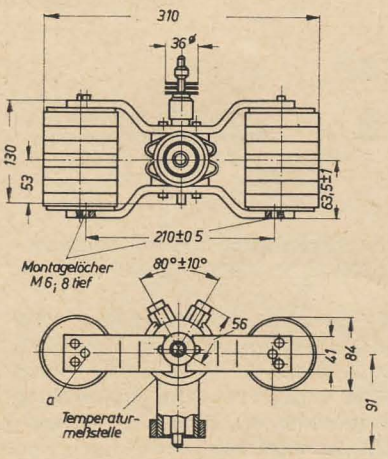


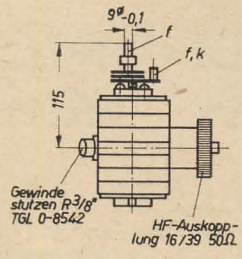
Dauerstrichmagnetron HMD 242



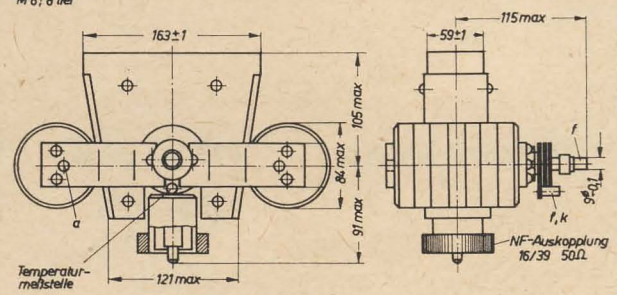
Maßbild des Magnetrons HMD 232







Maßbild des Magnetrons HMD 242



Maßbild des Magnetrons HMD 241

Technische Daten

	HMD 232	HMD 241	HMD 242
Masse in kg	≈ 2	≈ 11	≈ 8
HEIZUNG	indirekt geheizte Oxidkatode	indirekt geheizte Vorratskatode	
Heizspannung (vor dem Einschalten der Anodenspannung) U_{fo} in V	6,3	5	5
Heizspannung U_f in V (während des Betriebes)	$6{,}3\left(1-\frac{I_a}{0{,}4\,A}\right)$	$5\left(1-\frac{I_a}{1{,}2\,A}\right)$	$5\left(1-\frac{I_a}{1{,}2\,A}\right)$
Heizstrom (vor dem Einschalten der Anodenspannung) I_{fo} in A	2,0	35	35
Anheizzeit t_a in min	≧ 3	≧ 3	≧ 3
BETRIEBSWERTE			
Betriebsart	Einphasenbrückengleichrichtung		
Heizspannung U_f in V	3,0	2,0	2,0
Anodenspitzenspannung $\hat{u}_a$ in kV	1,6	4,8	4,8
mittlerer Anodenstrom I_a in A	0,2	0,75	0,75
Anodenspitzenstrom $\hat{i}_{a\,max}$ in A	0,7	2,2	2,2
mittlere Eingangsleistung N_e in kW		3,5	3,5
mittlere Ausgangsleistung N_a in W	200	2000	2000
Frequenz in GHz	2,4 ± 0,04	2,4 ± 0,04	2,4 ± 0,04
Welligkeit s	≦ 1,05	≦ 1,05	≦ 1,05
GRENZWERTE			
mittlerer Anodenstrom $I_{a\,min}$ in A		0,1	0,1
$I_{a\,max}$ in A	0,23	0,9	0,9
Anodenspitzenstrom $\hat{i}_{a\,max}$ in A	0,8	2,5	2,5
Eingangsleistung $N_{e\,max}$ in kW	0,4	4,4	4,4
Welligkeit s_{max}	2	4	4
Anodentemperatur $t_{a\,max}$ in °C	125	125	125
Temperatur des Katodenradiators $t_{k\,max}$ in °C		180	180

4. Verwendung als regelbarer Spannungsteiler (Bild 6)

Im Falle $R_V = 0$, also $h = 0$, geht Bild 2 in Bild 6 über, aus Gl. (14) wird

$$\frac{P_{Nenn}}{P_1} = \left(1 + \frac{1}{k}\right)^2 \tag{18}$$

und aus Gl. (15)

$$P_{Nenn} \geqq \frac{E^2}{R_g}\left(\frac{R_L + R_g}{R_L}\right)^2 \tag{19}$$

Bild 7 gibt den Leistungsverlauf bei variablem k entsprechend Gl. (18) wieder. Man erkennt, daß mit kleiner werdendem k die Nennleistung steil ansteigt. Den Leistungsverlauf in R_1 erhält man aus Gl. (11) zu

$$\frac{P_{R1}}{P_1} = y\left(\frac{1 - y + k}{y(1 - y) + k}\right)^2 \tag{20}$$

Mit k als Parameter sind diese Kurven im Bild 8 dargestellt. Wie ersichtlich ist, treten für $k > 0{,}375$ in R_1 relative Belastungsmaxima auf, die die Leerlaufleistung E^2/R_g des Gesamtwiderstandes R_g um ein Mehrfaches übersteigen können. Diese Maxima resultieren aus der Bedingung (Leistungsanpassung)

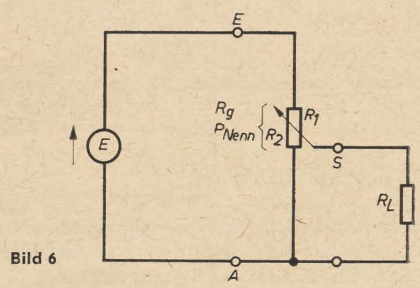


Bild 6

$$R_1 = R_2 \,||\, R_L = \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L} \tag{21}$$

Hiermit findet man sie unter Berücksichtigung der Gln. (7) und (9) an den Stellen

$$y_0 = k + 0{,}5 - \sqrt{k^2 + 0{,}25} \tag{22}$$

Die Kurve aus Gl. (22) (s. Bild 8) verbindet diese Maxima.

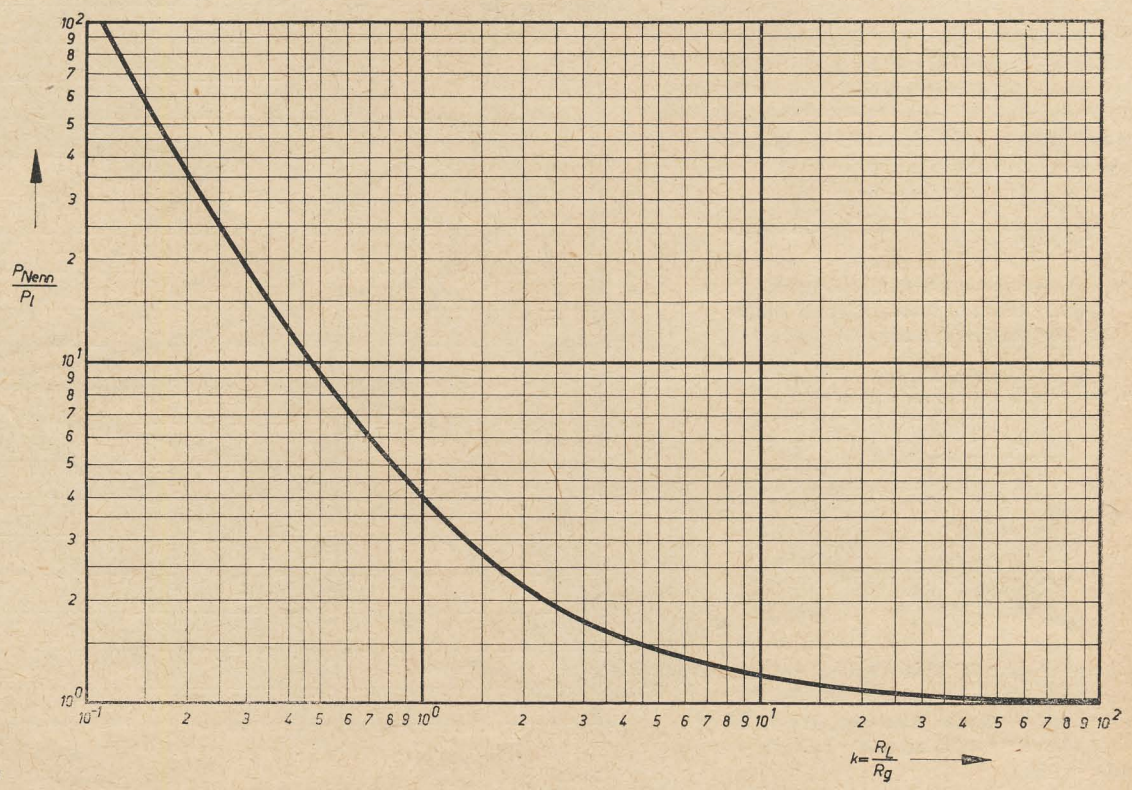


Bild 7

5. Berechnungsbeispiele

1. Beispiel (Bild 2)

Gegeben sei eine Schaltung mit den Werten

$R_v = 2\,k\Omega$ $\quad R_g = 10\,k\Omega$ $\quad R_L = 6\,k\Omega$ $\quad E = 75\,V$

Gesucht ist die Nennleistung des linearen Regelwiderstandes R_g.

Nach Gl. (15) ist

$$P_{Nenn} \geqq \left(\frac{E}{R_v + \frac{R_L R_g}{R_L + R_g}}\right)^2 R_g = 1{,}7\,W$$

Gewählt wird der nächsthöhere genormte Wert $P_{Nenn} = 2\,W$.

2. Beispiel (Bild 4)

Um den Strom durch R_v möglichst fein und in großen Grenzen ändern zu können, wird zusätzlich E variiert. Wie groß darf E höchstens werden, um den Regelwiderstand für jede Einstellung nicht zu überlasten?

Gegeben: $R_g = 1\,k\Omega$ mit $P_{Nenn} = 0{,}8\,W$
$R_v = 500\,\Omega$

Gl. (16) nach E aufgelöst liefert

$$E \leqq R_v \sqrt{\frac{P_{Nenn}}{R_g}} = 14\,V$$

3. Beispiel (Bilder 6, 7 und 8)

Zur Verfügung steht ein Schiebewiderstand $R_g = 1000\,\Omega$ mit $P_{Nenn} = 10\,W$. Mit ihm soll eine Spannung von $E = 20\,V$ geregelt werden, wobei gefordert wird, daß der Lastwiderstand R_L so klein wie möglich zu wählen ist.

a) Wie klein darf R_L höchstens sein?

b) Für welche Schieberstellung R_1 ist die in diesem Teilwiderstand umgesetzte Leistung maximal?

c) Wie groß ist dieses Maximum?

Zu a): Durch Umstellen von Gl. (19) erhält man

$$R_L \geqq R_g \frac{E}{\sqrt{P_{Nenn} R_g} - E} = 250\,\Omega$$

Dieses Ergebnis läßt sich auch sehr leicht aus Bild 7 ermitteln. Mit Gl. (10) $P_1 = E^2/R_g = 0{,}4\,W$, also $P_{Nenn}/P_1 = 25$, liest man $k = 0{,}25$ ab und erhält $R_L = kR_g = 250\,\Omega$.

Zu b): Für $k = 0{,}25$ findet man im Bild 8 $y_0 = 0{,}19$ und daraus sofort $R_1 = y_0 R_g = 190\,\Omega$. Den exakten Wert für y_0 errechnet man mit Gl. (22)

$$y_0 = k + 0{,}5 - \sqrt{k^2 + 0{,}25} = 0{,}191$$

und daraus

$$R_1 = y_0 R_g = 191\,\Omega$$

Zu c): Diese Frage läßt sich anhand von Bild 8 sofort beantworten.
An der Stelle $k = 0{,}25$ liest man für $P_{R1\,max}/P_1 = 1{,}32$ ab und erhält mit $P_1 = 0{,}4\,W$ sofort $P_{R1\,max} = 1{,}32\,P_1 = 0{,}53\,W$. Dieses Ergebnis findet man auch mit Gl. (20) ($y = y_0$):

$$P_{R1max} = P_1 y_0 \left(\frac{1 - y_0 + k}{y_0(1 - y_0) + k}\right)^2 = 0{,}525\,W$$

Dieses Beispiel macht deutlich, daß sich mit Hilfe der Bilder 7 und 8 die Leistungsberechnungen am belasteten Spannungsteiler anschaulicher, leichter und sicherer bewältigen lassen und für die Praxis hinreichend genaue Ergebnisse liefern.

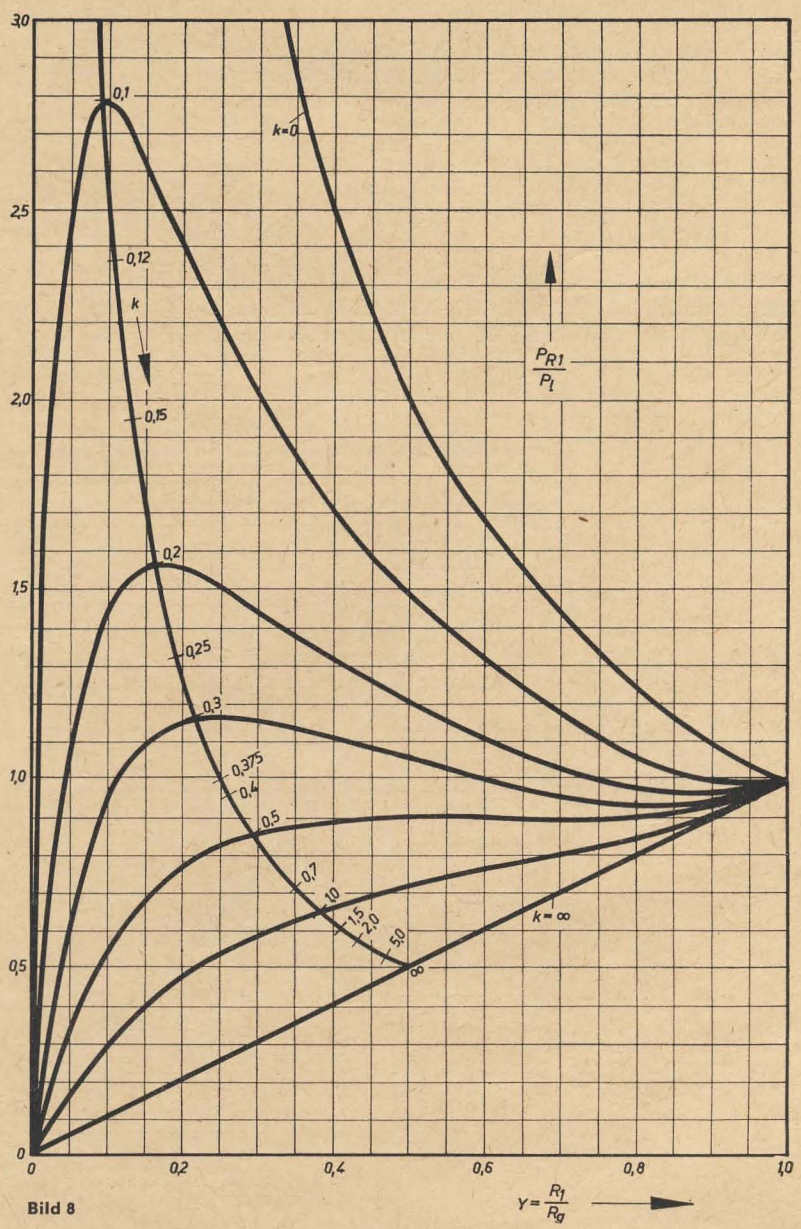


Bild 8

Vergleichende Betrachtungen über die Ausgangsleistung von Transistorendstufen

Dr. D. GARTE

Endstufen unterscheidet man nach der Art der Aussteuerung (A-, B- oder C-Verstärker) und nach dem Aufbau (Emitter-, Basis-, Kollektor-, Gegentakt- oder komplementärsymmetrische Stufe). Bei der Auswahl der Schaltungen strebt man nach einem großen Wirkungsgrad und nach einer möglichst kleinen Typenleistung der aktiven Bauelemente bei gegebener Ausgangsleistung. Das Verhältnis von maximaler Ausgangsleistung zur Typenleistung sei hier als Ausbeute definiert. Durch Wirkungsgrad und Ausbeute kann man den energetischen und materiellen Aufwand einer Schaltung kennzeichnen. Zur Berechnung beider Größen interessiert nicht die Leistungsverstärkung der einzelnen Stufe, sondern vielmehr der ausgangsseitige Aussteuerbereich des aktiven Bauelements.

A-Verstärker mit Transformatorkopplung

Bei den A-Verstärkern nach Bild 1 gilt prinzipiell

$$U_b = U_a + U_i \qquad (1)$$

$$I = \frac{U_a}{R} \qquad (2)$$

und man erhält folgende momentanen und effektiven Leistungen, wenn man einen Arbeitspunkt von U_b, $I_b = U_b/R$ eingestellt hat (Bild 2):

momentane und effektive Verlustleistung am passiven Bauelement:

$$N_a = \frac{U_e^2}{R} \qquad \overline{N}_a = \frac{U_{eo}^2}{2R} \qquad (3)$$

momentane und effektive Verlustleistung am aktiven Bauelement:

$$N_i = \frac{(U_b + U_e)(U_b - U_e)}{R}$$

$$\overline{N}_i = \frac{U_b^2}{R} - \frac{U_{eo}^2}{2R} \qquad (4)$$

momentane und effektive gesamte Verlustleistung:

$$N_{ges} = N_a + N_i = \frac{U_b^2}{R} \qquad \overline{N}_{ges} = \frac{U_b^2}{R} \qquad (5)$$

In diesen Beziehungen bedeutet U_e die ausgangsseitige Elongation bezogen auf den Arbeitspunkt und U_{eo} deren Amplitude bei sinusförmiger Steuerung der Schwingungsdauer T. Es gilt:

$$0 \leqq U_{eo} \leqq U_b \qquad (6)$$

Die Abhängigkeit der verschiedenen Verlustleistungen von der Amplitude ist im Bild 3 dargestellt. Der effektive Wirkungsgrad ergibt sich aus den Gln. (3) und (5). Er beträgt:

$$\overline{\eta} = \frac{\overline{N}_a}{\overline{N}_{ges}} = \frac{1}{2}\left(\frac{U_{eo}}{U_b}\right)^2 \leqq 50\,\% \qquad (7)$$

Die Ausbeute – das Verhältnis von maximaler Ausgangsleistung $\overline{N}_{a\,max}$ zu maximaler Verlustleistung $\overline{N}_{i\,max}$ am aktiven Bauelement – beträgt hierbei

$$\bar{\beta} = \frac{\overline{N}_{a\,max}}{\overline{N}_{i\,max}} = \frac{1}{2} \qquad (8)$$

Das aktive Bauelement muß also für die doppelte zu gewinnende Ausgangs-Wechselleistung ausgelegt sein.

Widerstands-A-Verstärker

Bei den Widerstands-A-Verstärkern nach Bild 4 gelten ebenfalls die Gln. (1) und (2). Der Arbeitspunkt liegt allerdings bei $U_b/2$, $I_b = U_b/2R$, so daß man folgende Beziehungen erhält:

$$U_i = \frac{U_b}{2} - U_e \qquad (9)$$

$$U_a = \frac{U_b}{2} + U_e \qquad (10)$$

$$0 \leqq U_{eo} \leqq \frac{U_b}{2} \qquad (11)$$

$$N_a = U_a I = \left(\frac{U_b}{2} + U_e\right)^2 \cdot \frac{1}{R}$$

$$\overline{N}_a = \left[\left(\frac{U_b}{2}\right)^2 + \frac{U_{eo}^2}{2}\right] \cdot \frac{1}{R} \qquad (12)$$

$$N_{a\sim} = U_e^2 \cdot \frac{1}{R}$$

$$\overline{N}_{a\sim} = U_{eo}^2 \cdot \frac{1}{2R} \qquad (13)$$

$$N_i = U_i I = \left[\left(\frac{U_b}{2}\right)^2 - U_e^2\right] \cdot \frac{1}{R}$$

$$\overline{N}_i = \left[\left(\frac{U_b}{2}\right)^2 - \frac{U_{eo}^2}{2}\right] \cdot \frac{1}{R} \qquad (14)$$

$$N_{ges} = \left(\frac{U_b^2}{2} + U_b U_e\right) \cdot \frac{1}{R}$$

$$\overline{N}_{ges} = U_b^2 \cdot \frac{1}{2R} \qquad (15)$$

$$\eta = \frac{N_a}{N_{ges}} \leqq 100\,\% \qquad \overline{\eta} = \frac{\overline{N}_{a\sim}}{\overline{N}_{ges}} \leqq 25\,\% \qquad (16)$$

$$\beta = \frac{N_{a\,max}}{N_{i\,max}} = 4 \qquad \bar{\beta} = \frac{\overline{N}_{a\sim\,max}}{\overline{N}_{i\,max}} = \frac{1}{2} \qquad (17)$$

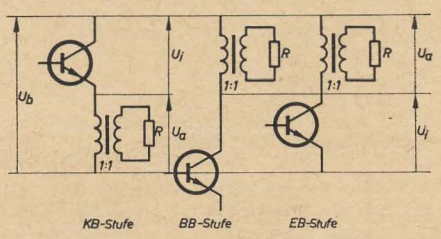


Bild 1: A-Verstärker mit Transformatorkopplung

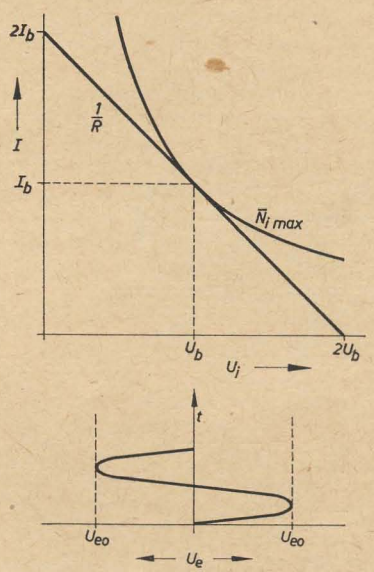


Bild 2: Arbeitsbereich im Kennlinienfeld des A-Verstärkers mit Transformatorkopplung

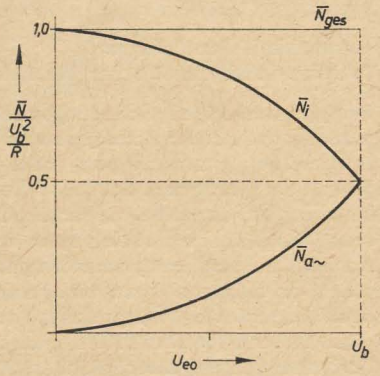


Bild 3: Effektivleistungen beim A-Verstärker mit Transformatorkopplung

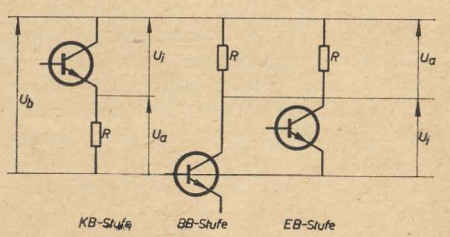


Bild 4: Widerstands-A-Verstärker

N_a bedeutet hierbei die gesamte Leistung am passiven Bauelement, in ihr ist der nutzlose Anteil zur Arbeitspunkteinstel-

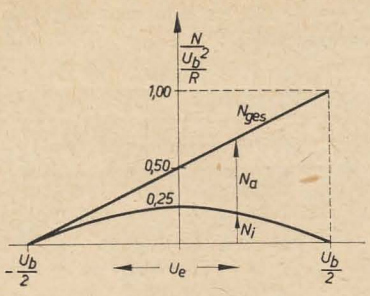


Bild 5: Momentanleistungen beim Widerstands-A-Verstärker

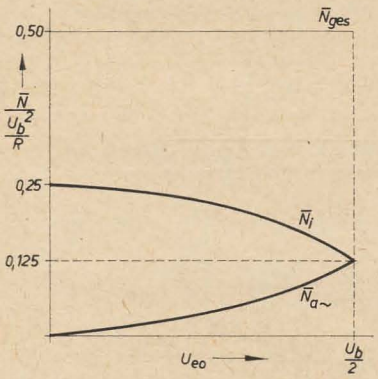


Bild 6: Effektivleistungen beim Widerstands-A-Verstärker

lung enthalten; $N_{a\sim}$ ist die frei verfügbare Ausgangsleistung. Die Momentanleistungen in Abhängigkeit von der Elongation und Effektivleistungen in Abhängigkeit von der Amplitude sind in den Bildern 5 und 6 grafisch dargestellt. Der Widerstands-A-Verstärker unterscheidet sich vom A-Verstärker mit Transformatorkopplung u. a. in dem schlechteren Wirkungsgrad.

Gegentakt-B-Verstärker und komplementärsymmetrischer Verstärker

Bei den bisherigen Schaltungen konnte man als aktives Bauelement sowohl Elektronenröhren als auch pnp- oder npn-Transistoren einsetzen. Bei den B-Verstärkern kommt nur eine Gegentakt-Schaltung mit gleichen Bauelementen in Betracht. Bei den komplementärsymmetrischen Schaltungen kann die Forderung nach Gegentaktbetrieb entfallen, so daß diese universeller einzusetzen sind. Es bedarf aber hierbei einer gleichen Anzahl von pnp- und npn-Transistoren. Derartige Schaltungen sind mit Elektronenröhren nicht zu realisieren. Im übrigen stimmen die Leistungsberechnungen für den Gegentakt-B-Verstärker mit Transformatorkopplung [1], den komplementärsymmetrischen Verstärker mit Transformatorkopplung und den komplementärsymmetrischen Widerstandsverstärker auf Grund der theoretisch verlustlosen Arbeitspunkteinstellung überein, so daß letztere Schaltung hier nur berechnet wird (Bild 7). Es gilt:

$$U_a \gtrless 0 \quad T_1 \begin{cases} \text{gesperrt} \\ \text{geöffnet} \end{cases} \quad T_2 \begin{cases} \text{geöffnet} \\ \text{gesperrt} \end{cases} \qquad (18)$$

Die Kennlinie beider Transistoren kann man – wie Bild 8 zeigt – zusammenfassen. Der Arbeitspunkt beider Transistoren liegt bei $\pm U_b/2$, $I_b = 0$, und man erhält

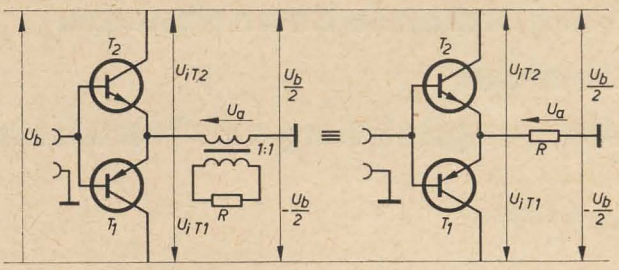
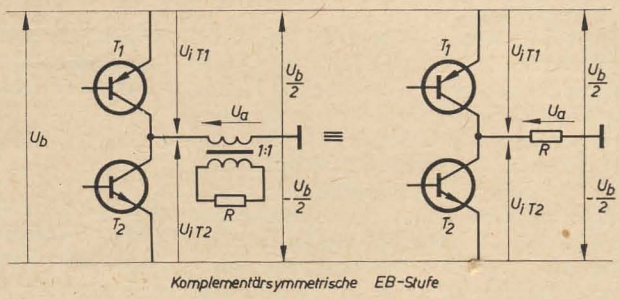


Bild 7: Komplementärsymmetrische Verstärker



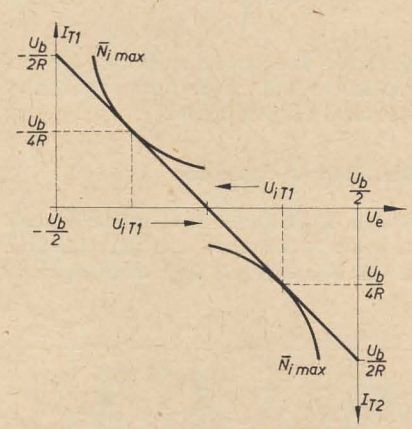


Bild 8: Arbeitsbereich im Kennlinienfeld des komplementärsymmetrischen Verstärkers

für den npn-Transistor T_2 in der positiven ersten Halbwelle:

$$U_{iT_2} = \frac{U_b}{2} - U_a \qquad (19)$$

$$0 \leqq U_a \leqq \frac{U_b}{2} \qquad (20)$$

$$U_a \equiv U_e \qquad (21)$$

$$I = \frac{U_a}{R} \qquad (2)$$

$$N_{iT_2} = U_{iT_2} \cdot I = \left(\frac{U_b}{2} - U_a\right)\frac{U_a}{R}$$

$$\bar{N}_{iT_2} = \frac{1}{T}\cdot\int_0^{T/2} N_{iT_2}\cdot dt = \left(\frac{U_b}{2\pi} - \frac{U_{eo}}{4}\right)\frac{U_{eo}}{R} \qquad (22)$$

Für den pnp-Transistor T_1 ergibt sich in der negativen zweiten Halbwelle:

$$U_{iT_1} = -\frac{U_b}{2} - U_a \qquad (23)$$

$$-\frac{U_b}{2} \leqq U_a \leqq 0 \qquad (24)$$

$$U_a \equiv U_e \qquad (21)$$

$$I = \frac{U_a}{R} \qquad (2)$$

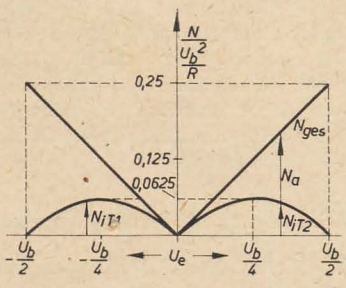


Bild 9: Momentanleistungen beim komplementärsymmetrischen Verstärker

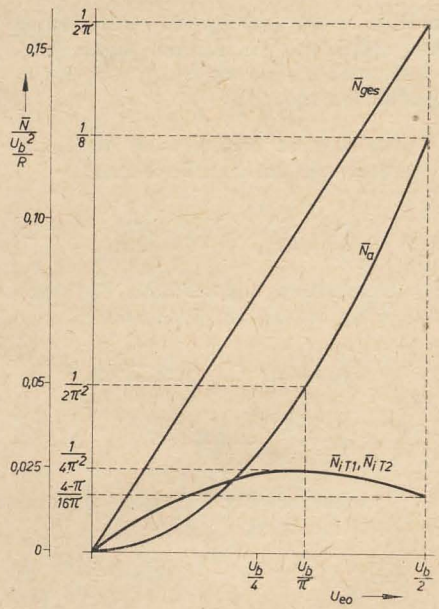


Bild 10: Effektivleistungen beim komplementärsymmetrischen Verstärker

$$N_{iT_1} = U_{iT_1} \cdot I = \left(-\frac{U_b}{2} - U_a\right)\frac{U_a}{R}$$

$$\bar{N}_{iT_1} = \frac{1}{T}\cdot\int_{T/2}^{T} N_{iT_1}\cdot dt = \bar{N}_{iT_2} \qquad (25)$$

Wirkungsgrad und Ausbeute der untersuchten Schaltungen

Schaltungsart	η	$\overline{\eta}$	β	$\bar{\beta}$	Transistor-Typenleistung $N_{i\,max}$	Anzahl der Transistoren n	$n \cdot N_{i\,max}$	$N_a / \frac{U_b^2}{R}$	$\overline{N}_a / \frac{U_b^2}{R}$
A-Verstärker mit Transformatorkopplung		$\leqq \frac{1}{2}$		$\frac{1}{2}$	$2\,\overline{N}_a$	1	$2\,\overline{N}_a$		$0 \cdots \frac{1}{2}$
Widerstands-A-Verstärker	$\leqq 1$	$\leqq \frac{1}{4}$	4	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4} N_a, 2\,\overline{N}_a$	1	$\frac{1}{4} N_a, 2\,\overline{N}_a$	$0 \cdots 1$	$0 \cdots \frac{1}{8}$
Gegentakt-B-Verstärker mit Transformatorkopplung komplementär-symmetrische Schaltung	$\leqq 1$	$\leqq \frac{\pi}{4} \approx 0{,}78$	4	$\frac{\pi^2}{2} \approx 5$	$\frac{1}{4} N_a, \frac{1}{5} \overline{N}_a$	2	$\frac{1}{2} N_a, \frac{2}{5} \overline{N}_a$	$\frac{1}{4} \cdots 0 \cdots \frac{1}{4}$	$0 \cdots \frac{1}{2\pi} \approx 0{,}16$
komplementär-symmetrische Brückenschaltung	$\leqq 1$	$\leqq \frac{\pi}{4} \approx 0{,}78$	8	$\pi^2 \approx 10$	$\frac{1}{8} N_a, \frac{1}{10} \overline{N}_a$	4	$\frac{1}{2} N_a, \frac{2}{5} \overline{N}_a$	$1 \cdots 0 \cdots 1$	$0 \cdots \frac{2}{\pi} \approx 0{,}64$

Die Ausgangs- und Gesamtverlustleistung berechnen sich damit zu:

$$N_a = U_a \cdot I = \frac{U_a^2}{R}$$

$$\overline{N}_a = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T N_a \cdot dt = \frac{U_{eo}^2}{2R} \qquad (26)$$

$$N_{ges} = N_{i\,T_1} + N_{i\,T_2} + N_a = \frac{U_b\,U_a}{R} \qquad (27)$$

$$\overline{N}_{ges} = \frac{U_b\,U_{eo}}{\pi R}$$

Wirkungsgrad und Ausbeute betragen:

$$\eta = \frac{N_a}{N_{ges}} = \left| \frac{2\,U_a}{U_b} \right| \leqq 100\,\% \qquad (28)$$

$$\overline{\eta} = \frac{\overline{N}_a}{\overline{N}_{ges}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{2\,U_{eo}}{U_b} \leqq 78\,\%$$

$$\beta = \frac{N_{a\,max}}{N_{i\,max}} = 4 \quad \bar{\beta} = \frac{\overline{N}_{a\,max}}{\overline{N}_{i\,max}} = \frac{\pi^2}{2} \approx 5 \qquad (29)$$

Man vergleiche hierzu die Bilder 9 und 10. Bei der komplementärsymmetrischen Brükkenschaltung verteilt sich die Ausgangsleistung nicht wie bisher auf nur einen Transistor, sondern gleichzeitig auf zwei gleiche Transistoren, so daß die Ausbeute sich verdoppelt ($\bar{\beta} = 8$ bzw. 10).
Wirkungsgrad und Ausbeute bei den untersuchten Schaltungen sind in der Tabelle zusammengefaßt. Beim Aufbau von transistorisierten Endstufen als Widerstandsverstärker oder auch mit Transformatorkopplung sind also komplementärsymmetrische Schaltungen vorzuziehen. Voraussetzung zu allen diesen Berechnungen ist ein lineares Kennlinienfeld des aktiven Bauelements mit verschwindender Kniespannung.

Zusammenfassung

Bezüglich des Wirkungsgrades und der Ausbeute – definiert als Verhältnis von maximaler Ausgangsleistung zu maximaler Verlustleistung am aktiven Bauelement – sind der A-, B- und komplementärsymmetrische Verstärker vergleichend untersucht worden. Es ergibt sich, daß letztere Schaltung fast ausnahmslos vorzuziehen ist.

Literatur

[1] Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik Berlin, Berliner Union Stuttgart

BAUANLEITUNG

Ein einfacher Stereo-Sichtzusatz für Oszillografen

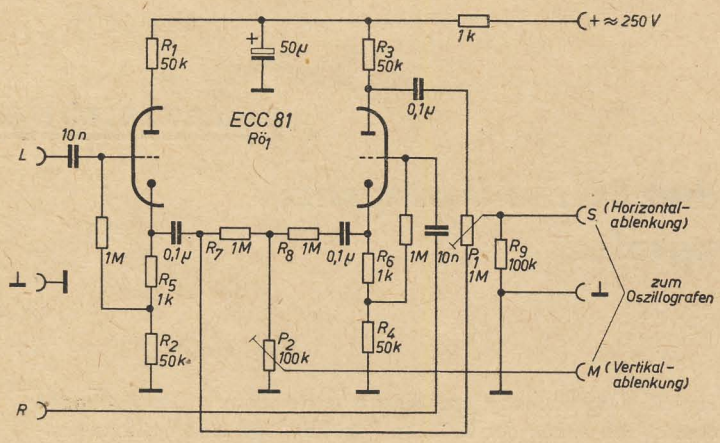
HAGEN JAKUBASCHK

Für die Überwachung und Kontrolle stereofoner Übertragungen erweist sich neben der üblichen Pegelkontrolle eine optische Kontrolle der Beschaffenheit des Stereosignals als nützlich. Während ein Pegelmeßgerät nur die Amplitude des Stereosignals – eventuell für Links- und Rechtskanal getrennt – registriert, bleibt die Beurteilung weiterer Merkmale des Signals nach den herkömmlichen Verfahren dem geschulten Gehör überlassen. In der Stereo-Studiotechnik hat sich zur Kontrolle dieser Eigenschaften des Stereosignals ein oszillografisches Verfahren bewährt [1], das einen recht anschaulichen Eindruck von der Gesamtbeschaffenheit des Stereosignals gibt. Der nachfolgende Beitrag beschreibt einen einfachen Stereo-Sichtzusatz, der die Kontrolle einer Stereoübertragung ohne Meßsignal nach dem Oszillogramm des Stereosignals ermöglicht.

Das Prinzip

Es wird davon ausgegangen, daß das zu kontrollierende Stereosignal als normales Rechts-Links-Signal, nicht als codiertes MS-Signal vorliegt [2]. Dies ist beispielsweise am Ausgang üblicher Stereo-Plattenspieler oder Stereo-Rundfunk-Decoder der Fall. Man könnte nun daran denken, die Strahlauslenkung eines normalen Oszillografen durch beide NF-Kanäle so vorzunehmen, daß beispielsweise der Rechts-Kanal die Vertikalauslenkung und der Links-Kanal die Horizontalauslenkung ergibt. Das so erhaltene Oszillografenbild ist jedoch wenig aussagekräftig. Man beschreitet daher den Weg, die beiden Kanäle zu matrizieren, um zu einem MS-Signal zu kommen. Nach dieser Matrizierung sind dann das Summensignal M (das ein vollwertiges monaurales Signal darstellt) und das Differenzsignal (Seitensignal) S vorhanden, das die zugehörige Seiteninformation enthält und nicht für sich allein verwendbar ist. Es ist jedoch ein eindeutiges Signal für die Richtungsverteilung innerhalb des übertragenen Signalgemisches. Aus den NF-Kanälen R (Rechtskanal) und L (Linkskanal) erhält man das Summensignal durch Addition $M = R + L$ und das Differenzsignal durch Subtraktion $S = R - L$ [2]. Das M-Signal wird der Vertikalablenkung des Oszillografen, das S-Signal der Horizontalablenkung zugeführt. Der Zeitbasisgenerator des Oszillografen ist dabei stillzusetzen. Bei fehlendem Signalpegel erfolgt daher keine Strahlauslenkung. Bei vorhandenem Signalpegel ergeben sich auf dem Bildschirm ständig wechselnde, charakteristische Figuren, die zu einem in ständiger Bewegung befindlichen mehr oder weniger elliptischen Schirmbild verschmelzen. Dessen Höhe ist dabei ein Maß für die im Übertragungskanal vorhandene Maximalamplitude bzw. ihres

Augenblickswertes und damit ein „Anhaltswert" für den Pegel. Die Breite der Figur kennzeichnet den Anteil der Seiteninformation, wobei die Figur um so breiter wird, je diffuser das Klangbild akustisch im Raum zu stehen scheint. Eine punktförmig genau in Basismitte stehende Schallquelle würde theoretisch nur das Bild eines senkrechten Striches ergeben, praktisch ist das nie ganz der Fall. Seitlich auftretende Schallquellen ergeben eine deutliche Schräglage der Figur – bei richtiger Kanalzuordnung nach der Seitenabweichung der Schallquelle hin – räumlich ausgedehnte Schallquellen lassen den „Strich" zu einer Ellipse zerfließen. Bei einem – für Musikaufnahmen künstlerisch meist als vorteilhaft empfundenen – ausgewogenen Raumeindruck ergeben sich nahezu kreisförmige Bilder,



Schaltung des Stereo-Sichtzusatzes für Oszillografen

deren Durchmesser je nach Momentanpegel schwanken. Diese Bildfigur führte zu der in ausländischer Literatur gelegentlich benutzten Bezeichnung Sunburst-Effekt, der den visuellen Eindruck treffend kennzeichnet. Aus dieser Darstellung ist der akustische Klangeindruck nach kurzer Übung recht gut erkennbar und nach Pegel, Seiteneindruck und Schallfeldverteilung, scheinbarer Schallrichtung und Basisbreite usw. gut analysierbar. Es erscheint nicht ausgeschlossen, daß eine solche optische Kontrolle auch für den künstlerisch an der Stereoaufnahme oder Übertragung Beteiligten von Wert ist.

Schaltung des Sichtzusatzes

Der Sichtzusatz hat im wesentlichen die Aufgabe, aus dem zu kontrollierenden, aus L-Signal und R-Signal bestehenden Stereogesamtsignal, das M-Signal und S-Signal abzuleiten und den entsprechenden Eingängen eines üblichen Oszillografen zuzuführen. Prinzipiell besteht der Zusatz nur aus einer Doppeltriode (Bild). Zu beachten ist jedoch, daß übliche Oszillografen meist nur geringe Empfindlichkeit des X-Einganges aufweisen. Das S-Signal, das diesem zugeführt wird, hat gewöhnlich bedeutend geringeren Pegel als das zugehörige M-Signal. Falls daher am Eingang des Sichtzusatzes das L- und R-Signal nur mit geringem Pegel angeboten werden (beispielsweise bei Abnahme von einem Plattenspieler, Stereo-Decoder u. ä.), empfiehlt sich eine Verstärkung entweder beider Seitensignale L und R vor dem eigentlichen Sichtzusatz oder der Signale M und S an dessen Ausgang. Hierzu kann eine weitere Doppeltriode ECC 81 – jedes System für einen Kanal in üblicher Verstärkerstufenschaltung – benutzt werden. Stehen L und R mit ausreichender Amplitude zur Verfügung (z. B. durch Abnahme an den Endröhrenanoden eines Stereo-Abhörverstärkers), ist dies nicht erforderlich. Die Eingangsspannung der Schaltung (Bild) für L und R kann 0,1 ··· 15 V_{eff} betragen. Die Schaltung bringt jedoch keine Verstärkung, sondern eine zusätzliche Dämpfung von etwa 26 dB.

Die beiden Triodensysteme arbeiten als Katodynstufen zur Entkopplung sowie – nur das rechte System – zur Phasenumkehr. Das M-Signal entsteht durch Addition von R und L über R_7 und R_8 an P_2. Das S-Signal wird durch Subtraktion beider Eingangssignale – schaltungstechnisch also durch „gegenphasige Addition" – erhalten. Zu diesem Zweck erfolgt für das R-Signal eine Phasenumkehr in der rechten Triode. Das gegenphasige R-Signal wird über die obere Potentiometerhälfte von P_1, das gleichphasige L-Signal, abgegriffen vor R_7, über die untere Hälfte von P_1 zugeführt. Die Addition erfolgt an R_9. Sind R und L in Phase (angenommene punktförmige Schallquelle in Basismitte), erfolgt an R_9 eine Auslöschung beider Signale. An R_9 ist daher das S-Signal, an P_2 das M-Signal abgreifbar. Voraussetzung dafür ist betragsgleiche Addition bzw. Subtraktion des R- und L-Kanals, was durch einen Abgleich von P_1 und P_2 bewirkt wird.

Aufbau und Abgleich

Die Schaltung muß entsprechend genau symmetrisch ausgelegt sein. Für den Aufbau bedeutet das die genaue Einhaltung der angegebenen Werte, wobei $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ sowie $R_5 = R_6$ und $R_7 = R_8$ sein muß. Der Absolutwert dieser Widerstände ist weniger kritisch.

Der Aufbau kann entweder als kleines Zusatzkästchen zum Oszillografen erfolgen, wobei diesem über eine mehrpolige Verbindung die erforderlichen Betriebsspannungen mit entnommen werden können. Ist das Gerät zur ständigen Kontrolle einer einzigen Stereoanlage bestimmt, so kann es auch an geeigneter Stelle mit in diese eingebaut und von dort gespeist werden. Die Stereoanlage erhält dann lediglich die Ausgangsanschlüsse M und S für den Oszillografen. Im übrigen können diese Ausgänge außer für Oszillografie auch für andere, für MS-Stereofonie eingerichtete Geräte oder Anlagenteile verwendet werden. Die Schaltung kann allgemein als einfacher Stereo-Signalumwandler für den Übergang von XY- oder AB-(RL-)Systemen auf MS-Systeme und umgekehrt benutzt werden. Letzteres resultiert daraus, daß man durch nochmalige Matrizierung des MS-Signals wieder das AB- bzw. RL-Signal erhält.

Der für eine einwandfreie Matrizierung notwendige genaue Betragsabgleich erfolgt, indem zunächst die Eingänge L und R parallelgeschaltet und mit einer geeigneten Tonfrequenz gespeist werden. Nunmehr wird P_1 auf Ausgangsspannungs-Null am Ausgang S eingestellt. P_1 muß danach nahe der Mittelstellung stehen. Hiernach wird ein Eingang (R oder L, probeweise anschließend vertauschen!) mit der Tonfrequenz gespeist, der andere kurzgeschlossen. Jetzt wird P_2 so eingestellt, daß an den Ausgängen M und S genau gleichgroße Ausgangsspannungen stehen. Danach ist das Gerät betriebsbereit.

Zu beachten ist, daß die Ausgänge M und S hochohmig sind, der Abschlußwiderstand (Eingangsscheinwiderstand des Oszillografen) muß mindestens 1 MΩ betragen, was üblicherweise der Fall ist.

Literatur

[1] Steinke, G.: Neuentwicklungen für die Rundfunkstereofonie, Teil 2. radio und fernsehen 13 (1964), H. 17, S. 517

[2] Jakubaschk, H.: Stereofonie für den Amateur. „Der praktische Funkamateur" H. 38. Deutscher Militärverlag Berlin
und dortige Literaturangaben

[3] Jakubaschk, H.: Oszillografentechnik für den Amateur. „Der praktische Funkamateur" H. 44 und 45. Deutscher Militärverlag Berlin

Im Buchhandel

wieder erhältlich:

das anerkannte Fachschullehrbuch

Otto/Müller

Flächentransistoren

4., durchgesehene Auflage
268 Seiten, 214 Bilder, 11 Tafeln, 12,80 MDN

VEB VERLAG TECHNIK · Berlin

Vor etwa fünf Jahren stellte radio und fernsehen den Prüfstift „Tobitest" vor [1] und berichtete zu einem späteren Zeitpunkt über die in den Handel gelangte Variante „Tobitest 2" [2]. Bei diesem Prüfgenerator waren die Frequenzen so gewählt, daß Signale von NF bis etwa 2 MHz mit Sicherheit zur Verfügung standen. Sie gestatteten neben der selektiven Prüfung von AM-ZF- und HF-Verstärkern beliebige NF-Anwendungen und auch die Erzeugung eines auswertbaren Bildmusters im Fernsehempfänger. Das war allerdings erst ab Bildverstärkereingang möglich. Das inzwischen verbesserte Angebot an HF-Transistoren erforderte und ermöglichte eine Weiterentwicklung des gut eingeführten Testers:

- **Erweiterung des Frequenzbereiches bis etwa 220 MHz und damit Prüfung von TV-Geräten von der Antennenbuchse an**
- **Bereitstellung eines auswertbaren Bildmusters ähnlich Tobitest 2 (TB 2)**
- **Testfrequenzwahl so, daß auch UKW-Bereich, UKW- und TV-ZF erfaßt werden**
- **Beibehaltung der Prüfmöglichkeit von NF-Geräten ohne Umschaltung**

Im nachfolgenden Beitrag wird nun die neue Variante, der Tobitest 220, vorgestellt.

Tobitest 220

KLAUS SCHLENZIG

Tobitest 220 – Zusatzgerät zum Prüfgenerator Tobitest 2. Durch einfaches Zusammenstecken beider Geräte wird der Frequenzumfang des TB 2 auf etwa das Hundertfache erweitert unter Beibehaltung des günstigen Frequenzgemisches des TB 2. Die Kombination erlaubt die Funktionskontrolle und die Fehlersuche in Fernseh- und UKW-Empfängern von der Antennenbuchse an.
Im gleichen kleinen Gehäuse läßt sich ein in sich geschlossener Tester unterbringen, der einen Teil der Möglichkeiten dieser Kombination durch eine Wiederholung des TB-2-Prinzips bei höheren Frequenzen auch ohne TB 2 enthält. Beide Varianten sind zum Selbstbau geeignet.

Die obengenannten Forderungen lassen sich einfach dadurch erfüllen, daß bei einer höheren, geeignet gewählten HF das Prinzip des TB 2 (Selbstunterbrechung einer oberwellenreichen HF-Schwingung durch ein Zeitglied im NF-Gebiet) wiederholt wird. Notwendigerweise muß man dann aber stets auf einen Teil der Funktionen des TB 2 verzichten, z. B. auf ein in beiden Richtungen auswertbares Bildmuster und auf die selektive Prüfung von AM-Eingangs- und ZF-Teilen. Ein zweiter Transistor wäre notwendig, um auch diese Forderungen zu erfüllen; außerdem wird die Schaltung komplizierter.
Eine Lösung, die den obengenannten vier Punkten genügt, zeigt Bild 1. Das entsprechende Bildmuster – eine von der NF, also vom Zeitglied abhängige Anzahl waagerechter Streifen – gibt Bild 2 wieder.
Interessanter und der Tendenz kombinierbarer Kleingeräte entgegenkommender erschien es, vor allem hinsichtlich der vielen im Einsatz befindlichen TB 2, deren bewährtes Bildmuster in den gewünschten höheren Frequenzbereich zu transformieren. Man gelangt dadurch für das Zusatzgerät zu einer recht unkritischen Schaltung und behält gleichzeitig für die häufigen Anwendungen bei NF und AM den handlichen TB 2 ohne Eingriff. Die in dieser Richtung laufende Forderung läßt sich so formulieren:
Aufsteckbares Zusatzgerät für Tobitest 2, leicht nachzubauen, das dessen Funktionsumfang ohne Änderungen am Grundgerät bei Bedarf für TV- und UKW-Tests wesentlich erweitert.

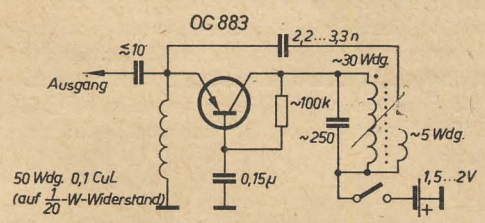


Bild 1: Selbständig verwendbarer Testgenerator, der das Prinzip des TB 2 bei höheren Frequenzen wiederholt

Gewählte Schaltung

Bild 3 zeigt das Prinzip der wahlweisen Kombination oder des Einzeleinsatzes und Bild 4 das aus dieser Kombination gewonnene Testbild.
Während also die Schaltung nach Bild 1 vorwiegend dann interessieren dürfte, wenn kein TB 2 vorhanden ist, bietet die Schaltung nach Bild 5 praktisch die „Modernisierung" des bewährten Gerätes. Der Funktionsumfang der dann vorliegenden Kombination (Bild 3) ist größer als der des Gerätes nach Bild 1. Für beide gelten jedoch hinsichtlich des Nachbaus nahezu die gleichen Bauelemente und Hinweise.
Ein HF-Transistor entsprechend hoher Schwing-Grenzfrequenz wird in Basisschaltung betrieben. Entwickelt wurde die Schaltung mit einem OC 883, doch lassen sich sinn-

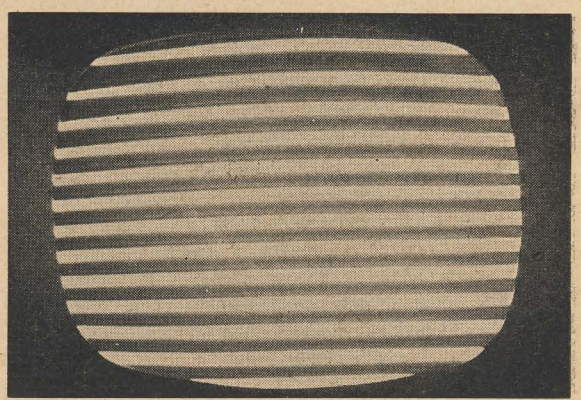


Bild 2: Auf dem Bildschirm eines TV-Empfängers gewonnenes Testmuster bei Einspeisung des Signals der Schaltung von Bild 1 in einen beliebigen Kanal der Bänder I oder III

gemäß auch OC 882 oder GF 122 einsetzen. Die Ankopplung des Kollektors an den Schwingkreis ist unkritisch. Die Rückkopplung erfolgt über eine Koppelwicklung auf den Emitter, der HF-mäßig durch eine Drossel „hochgelegt" wird. Die Besonderheiten von Bild 1 liegen lediglich in dem für Selbstunterbrechung im NF-Gebiet dimensionierten Zeitglied (hohes Basis-C, großer Basiswiderstand), in der Wahl der Grundschwingung (etwa 5,35 MHz mit entsprechend großem Kreis-C; dadurch günstiger für UKW-Eingangsteile; Marken bei etwa 91 und 96,3 MHz) und in der Rück- und Auskopplung.
Dem angestrebten Zweck gemäß, d. h. Funktionsprüfung und Fehlereinkreisung sowie Grobabgleich, wurde der Aufwand so niedrig wie möglich gehalten.
Während Tobitest 2 ein industriell gefertigtes Gerät darstellt, empfiehlt sich für das nicht ständig benötigte Zusatzgerät der Selbstbau.

Schaltungsbeschreibung

Das in der Kombination nach Bild 3 eingesetzte Zusatzgerät gibt eine oberwellenhaltige HF-Schwingung von etwa 10,7 MHz ab. Diese gelangt in den einfach aufgesteckten TB 2 und mischt sich in dessen Ausgangsdiode mit dem Frequenzspektrum dieses Gerätes. Das Ergebnis ist eine

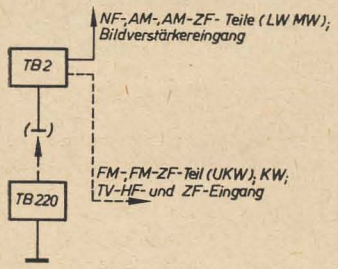


Bild 3: Blockschaltbild für die Anwendungsmöglichkeiten einer Kombination aus TB 2 und TB 220

NF- und HF-modulierte Grundschwingung mit Oberwellen, die sich im TV-Empfänger auf allen Kanälen in den Bändern I und III nachweisen lassen. Neben dieser vorwiegenden AM entsteht ein ausreichend großer frequenzmodulierter Anteil, der auch die Funktionsprüfung von UKW-Geräten zuläßt. Auf dem Bildschirm des Fernsehempfängers erscheint das gewohnte Bildmuster des TB 2.

Praktischer Aufbau

Außer einer kleinen Drossel, die man auf einen 1/20-W-Widerstand von einigen kΩ wickeln kann, enthält das Zusatzgerät nur handelsübliche Teile. Für den Schwingkreis wurde ein TV-Filter F 201 A verwendet. Dessen Spule muß neu gewickelt werden, und zwar mit Lack-Seidedraht von etwa 0,15 ∅. Die Daten sind im Bild 1 enthalten. Die Koppelwicklung legt man am „kalten" Ende über die Kreisspule.

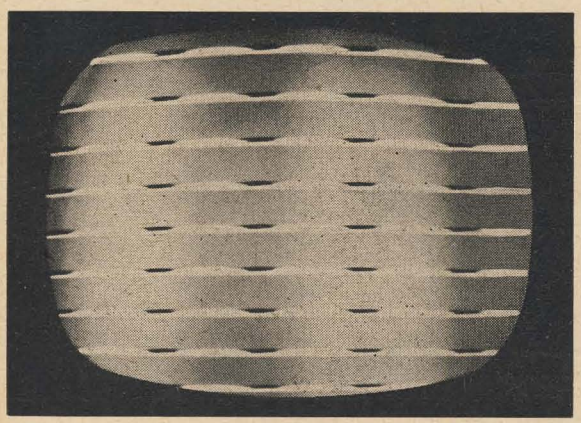
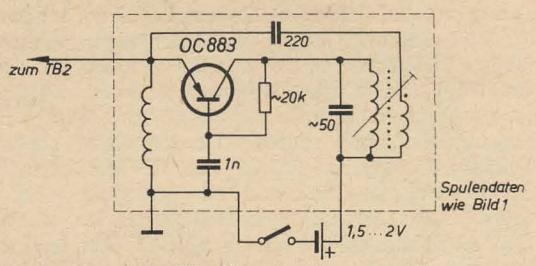


Bild 4: Testbild bei Einspeisung des Signals der Kombination nach Bild 3 in einen beliebigen Kanal der Bänder I oder III im TV-Empfänger



Grundfrequenz 10,7 MHz; Oberwellen bis etwa 220 MHz; Stromverbrauch etwa 3 mA; modulierbar mit TB2

Bild 5: Schaltung des Zusatzgerätes Tobitest 220

Mit etwas Geschick lassen sich alle Bauelemente im Hp-Rahmen des Filters und damit im Becher unterbringen. Neben dem Filter ordnet man die EAaT-Zelle an. Zusammen mit einem Lanco-Schiebeschalter ergibt sich so eine optimale Raumausnutzung. Als Gehäuse eignet sich z. B. eine kleine Kunststoffdose. Im Unterschied zum TB 2 ist auch ein Metallgehäuse möglich, das aber nach außen berührungssicher isoliert werden muß.
Die Batterie wird auf der Minusseite mit einem Stückchen Blech kontaktiert. Der positive Anschluß drückt gegen ein Stück Wendelfeder, dessen Ende in ein für Bananenstecker übliches Kupplungsstück geschraubt wird. Nach außen fungiert diese Kupplung als berührungsgeschützte Massebuchse.
Bei Verwendung der Schaltung nach Bild 1 ist schließlich auf genügende Spannungsfestigkeit des Auskoppelkondensators zu achten. Es empfiehlt sich ein „b"-Typ für 1500 V ~.
Soll überwiegend mit der Kombination gearbeitet werden, so schafft man sich zweckmäßig ein kurzes Adapterstück aus zwei Leitungen, die in einem UKW-Flachstecker enden. So kann die Kombination jederzeit fest an die Antennenbuchsen des TV-Gerätes angeschlossen werden.

Spezielle Hinweise

Die EAaT-Zelle läßt etwa 100 Betriebsstunden zu. Selbstverständlich darf die Schaltung nur für Prüfzwecke verwendet werden. Der Anschluß einer Antenne zwecks Ausstrahlung der HF fällt unter die gesetzlichen Bestimmungen zum Betrieb von Funksendeanlagen.
Bei erster Inbetriebnahme sollte man einen geeigneten Indikator zur Hand haben, z. B. ein Rundfunkgerät mit Kurzwellenteil. Der TB 2 wird dann an die Antennenbuchse angeschlossen und der Kreis von der Masse des TB 220 zur Erdbuchse des Empfängers geschlossen. Bei richtiger Polung der Koppelspule muß dann um 10,7 MHz der bekannte TB 2-Ton zu hören sein. Wird die Schaltung nach Bild 1 verwendet, richtet sich die Tonhöhe nach Zeitglied und Transistorreststrom. Der genaue Abgleich erfolgt am Filterkern.

Anwendungen

Die Kombination nach Bild 3 erfüllt alle eingangs erhobenen Forderungen. Abgesehen von den bekannten Anwendungsmöglichkeiten des TB 2 gestattet sie die stufenweise Funktionsprüfung von Fernseh- und UKW-Empfängern von der Antennenbuchse an über die ZF bis zur Endstufe. Je nach Gesamt- oder Stufenempfindlichkeit ist ein ein- oder zweipoliger Anschluß der Kombination erforderlich. Im letzten Falle kann es teilweise notwendig werden, eine kleine Koppelkapazität in der Größenordnung einiger pF vorzuschalten, wenn eine unzulässige Kreisverstimmung zu befürchten ist. Die untere Grenze dieser Kapazität richtet sich nach der Verstärkung des Testobjektes. Die Schaltung nach Bild 1 enthält die Funktionen NF-Prüfung und alle HF-Prüfungen ab 5,35 MHz, erlaubt also z. B. auch das Testen von KW-Eingangsstufen.

Literatur

[1] Schlenzig, K.: Transistor-Taschenprüfgenerator „Tobitest". radio und fernsehen 9 (1960) H. 12 S. 377–379
[2] Schlenzig, K.: Tobitest 2 – ein Prüfgerät mit ungewöhnlicher Technologie. radio und fernsehen 11 (1962) H. 2 S. 35–37

Ladungsempfindliche Vorverstärker für Halbleiterdetektoren

R. GÄRTNER

In der Kernphysik fanden bisher als Strahlungsdetektoren hauptsächlich Ionisationskammern, Zählrohre und Szintillationszähler Anwendung. Durch erfolgreiche Untersuchungen über die Eignung von Halbleitern für den Nachweis radioaktiver Strahlung können heute Halbleiterdetektoren in zahlreichen Ausführungen und für die verschiedensten Meßaufgaben kommerziell gefertigt werden.

Der Aufbau von Halbleiterdetektoren entspricht dem einer Flächendiode mit einem pn-Übergang. An diesem Übergang, der Sperrschicht, wird eine Spannung in Sperrichtung angelegt. Gelangt ein geladenes Teilchen oder ein γ-Quant in den pn-Übergang, so löst es Ladungsträger aus dem Kristallverband heraus, die unter dem Einfluß des anliegenden elektrischen Feldes zu den Elektroden gelangen. Dieser Vorgang läuft also ähnlich wie in einer Ionisationskammer ab, nur daß bei dieser das Medium, das von der radioaktiven Strahlung ionisiert wird, aus Gas (z. B. Luft) besteht und daß es sich bei den freiwerdenden Ladungsträgern um Elektronen-Ionen-Paare handelt, im Gegensatz zu Elektronen-Loch-Paaren beim Halbleiterdetektor. Aus diesem Grunde bezeichnet man die Halbleiterdetektoren auch als „Festkörper-Ionisationskammern".

Gegenüber Ionisationskammern zeichnen sich Halbleiterdetektoren durch zwei Eigenschaften aus:

1. Infolge der dünnen Sperrschicht benötigen Halbleiterdetektoren zur Erzeugung der erforderlichen Feldstärke Spannungen von nur einigen 100 V.
2. Der Energieverlust, den die einfallende radioaktive Strahlung bei der Erzeugung eines Ladungsträgerpaares erleidet, ist etwa zehnmal kleiner als bei Ionisationskammern, er beträgt z. B. für Siliziumdetektoren etwa 3,6 eV.

Während durch die erste Eigenschaft keine hochkonstanten Hochspannungsquellen benötigt werden, führt die zweite dazu, daß das energetische Auflösungsvermögen bei der Messung von Energiespektren auf Werte von 1% verbessert werden kann (mit Szintillationsdetektoren sind bestenfalls 10% zu erzielen).

Dadurch konnten mit Halbleiterdetektoren erstmalig Energiespektren gemessen werden, die mit den bisher verwendeten Strahlungsdetektoren der Messung nicht zugänglich waren. Die Spektrometrie ist deshalb z. Z. auch das Hauptanwendungsgebiet für Halbleiterdetektoren. Jedoch zeichnen sich bereits jetzt Einsatzmöglichkeiten für dosimetrische und radiometrische Zwecke ab, bei denen die anderen Vorteile der Halbleiterdetektoren, wie die kleinen Abmessungen und die mechanische Unempfindlichkeit, voll zur Geltung kommen.

Durch die physikalischen Eigenschaften der Halbleiterdetektorensperrschicht und aus der Größe der je eV Energieverlust erzeugten Ladung ergeben sich jedoch besondere Anforderungen an die Nachweiselektronik. Deshalb benutzt man für Halbleiterdetektoren spezielle Vorverstärker, deren Arbeitsweise von den bisher üblichen Vorverstärkern abweicht.

Vorverstärker für Halbleiterdetektoren werden allgemein als „ladungsempfindlich" („charge sensitive") bezeichnet.

Arbeitsweise

Am Halbleiterdetektor HLD liegt über einem hochohmigen Arbeitswiderstand R_o

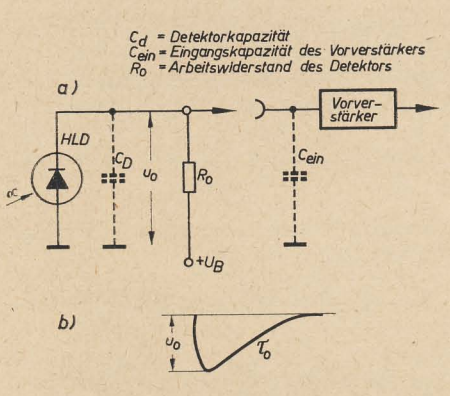


Bild 1: a) Prinzipschaltbild des Anschlusses eines Halbleiterdetektors, a) Spannungsimpuls über $C_d + C_{ein}$

die Betriebsspannung U_B in Sperrichtung an (Bild 1). Gelangt nun z. B. ein α-Teilchen von 100 keV Energie in die Sperrschicht, so wird es – vorausgesetzt, daß es seine gesamte Energie in der Sperrschicht verliert – eine Ladung von

$$Q_e = 10^5\ \text{eV} \cdot \frac{1{,}6 \cdot 10^{-19}\ \text{As}}{3{,}6\ \text{eV}} = 0{,}45 \cdot 10^{-14}\ \text{As}$$

freimachen, die die Summe von Detektor- und Eingangskapazität $C_d + C_{ein}$ auflädt. Beträgt diese Summe 100 pF, so entsteht über den Kapazitäten ein Spannungsimpuls

$$u_o = \frac{0{,}45 \cdot 10^{-14}\ \text{As}}{10^{-10}\ \text{As/V}} = 0{,}045\ \text{mV}$$

Diese Impulsspannung ist also für ein gegebenes Detektormaterial, z. B. Silizium, nur von der Energie der Strahlung und von der Summe der Kapazitäten abhängig.

Erwähnt sei noch, daß die Anstiegszeit des Impulses von den physikalischen Eigenschaften des HLD bestimmt wird und daß der Abfall exponentiell mit der Zeitkonstante

$$\tau_o = R_o (C_d + C_{ein})$$

erfolgt. Bis dahin gleicht das Verhalten des Halbleiterdetektor genau dem einer Ionisationskammer.

Beim Halbleiterdetektor ist jedoch gegenüber der Ionisationskammer die Dicke des empfindlichen Volumens, in dem die Ionisierung vor sich geht (pn-Übergang), nicht konstant und mechanisch festgelegt, sondern von der Höhe der Betriebsspannung U_B abhängig. Diese Abhängigkeit nutzt man aus, indem man die Dicke des empfindlichen Volumens einfach durch Änderung der Betriebsspannung U_B der Energie der einfallenden Strahlung anpaßt. Man erreicht dadurch, daß die Teilchen ihre gesamte Energie im empfindlichen Volumen zur Erzeugung von Ladungsträgerpaaren umsetzen, d. h. daß sie ihre Bahn im empfindlichen Volumen beenden.

Man kann also jeder Strahlungsart eine bestimmte Betriebsspannung zuordnen. Diese bequeme Möglichkeit der Anpassung ergibt jedoch einen schwerwiegenden Nachteil: Da die Impulsspannung u_o umgekehrt proportional der Summe der Eingangskapazitäten $C_d + C_{ein}$ ist und da weiter die Kapazität der Sperrschicht C_d (die meist größer als C_{ein} ist) eine Funktion der Dicke dieser Schicht und somit auch der Betriebsspannung U_B ist, wird jede Änderung der Betriebsspannung trotz konstanter Energie der Strahlung eine Änderung der Impulsspannung u_o zur Folge haben.

Dieser Effekt würde jedoch die Anwendbarkeit der Halbleiterdetektoren für Energiemessungen sehr in Frage stellen.

Die Auswirkungen von Betriebsspannungsänderungen auf die Impulshöhe könnte man nun prinzipiell dadurch vermeiden, indem man einen großen Kondensator parallel zu C_{ein} schaltet. Ist dieser Kondensator z. B. 10 nF groß, so würde eine Änderung von C_d um einige pF fast keinen Einfluß auf u_o mehr ausüben. u_o wäre jedoch in diesem Fall 100mal kleiner als bei $C_d + C_{ein} = 100$ pF, also 0,45 μV und verschwände damit völlig im Rauschen des Vorverstärkers.

Deshalb ist es erforderlich, die Schaltung des Vorverstärkers so auszubauen, daß er zwar eine große Eingangskapazität besitzt, die die Änderungen der Detektorkapazität unwirksam macht, daß diese Eingangskapazität die Impulshöhe selbst jedoch nicht beeinflußt.

Schaltung

Die eben erwähnten Forderungen erfüllt eine Prinzipschaltung nach Bild 2. Die Spannungsverstärkung des Vorverstärkers beträgt V_o, seine Phasendrehung 180°. Die Ausgangsspannung u_a wird über den kapazitiven (frequenzunabhängigen) Spannungsteiler $C_r - (C_d + C_{ein})$ auf den

Eingang gegengekoppelt. Damit wirkt am Eingang eine dynamische Kapazität

$$C_{dyn} = C_r (1 + V_o)$$

Es handelt sich dabei um die Ausnutzung des bekannten Miller-Effekts.
Da die Signalgröße, die der Halbleiterdetektor bei Strahlungseinfall abgibt, eine Ladung Q_e ist, hat man zur Berechnung der Ausgangsspannung u_a des Vorverstärkers den Begriff „Ladungsverstärkung V_l" eingeführt und diesen durch

$$V_l = \frac{u_a}{Q_e}$$

definiert.

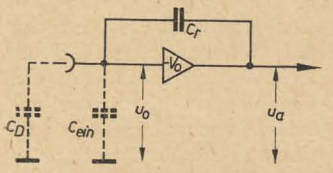


Bild 2: Prinzipschaltbild eines Vorverstärkers mit kapazitiver Gegenkopplung (ladungsempfindlicher Vorverstärker)

Die Ladungsverstärkung kann man auch wie folgt schreiben:

$$V_l' = \frac{V_{l_o}}{1 + \beta \cdot V_{l_o}}$$

und erhält damit eine Analogie zu der bekannten Gleichung für die Verstärkung eines Verstärkers mit ohmscher Gegenkopplung [1]

$$V_o' = \frac{V_o}{1 + \alpha \cdot V_o}$$

$V_{l\,o}$ ist hierbei die Ladungsverstärkung,
V_o die Spannungsverstärkung ohne Wirkung der kapazitiven bzw. ohmschen Gegenkopplung,
β bzw. α der Gegenkopplungsgrad und $\beta \cdot V_{l\,o}$ bzw. $\alpha \cdot V_o$ der Gegenkopplungsfaktor.

Die ausführlichen Gleichungen für β und $V_{l\,o}$ lauten

$$\beta = C_r$$

und

$$V_{l_o} = \frac{V_o}{C_d + C_{ein} + C_r}$$

Der Gegenkopplungsfaktor ist also

$$\beta \cdot V_{l_o} = \frac{V_o}{1 + \dfrac{C_d + C_{ein}}{C_r}}$$

Gelingt es, den Gegenkopplungsfaktor $\beta \cdot V_{l\,o} \gg 1$ zu wählen, so wird $V_l' = 1/\beta = 1/C_r$, d. h., die Ladungsverstärkung ist nur noch von C_r, dem Gegenkopplungskondensator, abhängig. Alle anderen Einflüsse, wie Röhren- oder Bauelementeänderungen, sind ausgeschaltet.
Um nun ein gegen 1 großes $\beta \cdot V_{l\,o}$ zu erhalten, könnte man entweder C_r oder V_o groß wählen; die Kapazitäten C_d und C_{ein} sind dagegen physikalisch bedingt und vorgegeben.
C_r kann man jedoch nicht groß wählen, weil die Ladungsverstärkung V_l' umgekehrt proportional zu C_r ist. Ein großes C_r hätte also eine kleine Ladungsverstärkung zur Folge. Es wird also die Spannungsverstärkung V_o so groß wie möglich gewählt.

Beispiel

Ein Vorverstärker mit kapazitiver Gegenkopplung hat eine Spannungsverstärkung $V_o = 10\,000$, eine Gegenkopplungskapazität $C_r = 1$ pF und am Eingang $C_d + C_{ein} = 100$ pF.
Mit diesen Werten beträgt die Ladungsverstärkung ohne Gegenkopplung

$$V_{l_o} = \frac{10\,000}{100\ \text{pF}} = 100 \cdot 10^{12}\ \text{V/As}$$

und der Gegenkopplungsfaktor

$$\beta \cdot V_{l_o} = 100 \cdot 10^{12}\ \text{V/As} \cdot 10^{-12}\ \text{As/V} = 100$$

also ist $\beta \cdot V_{l_o} \gg 1$.

Damit wird die Ladungsverstärkung des Vorverstärkers mit Gegenkopplung

$$V_l' = \frac{1}{\beta} = 10^{12}\ \text{V/As}$$

Ein α-Teilchen mit einer Energie $E_\alpha = 100$ keV ruft nun eine Eingangsladung

$$Q_e = 10^5\,\text{eV} \cdot \frac{1{,}6 \cdot 10^{-19}\,\text{As}}{3{,}6\ \text{eV}} = 0{,}45 \cdot 10^{-14}\,\text{As}$$

hervor, die eine Ausgangsspannung des Vorverstärkers

$$u_a = Q_e \cdot V_l' = 0{,}45 \cdot 10^{-14}\,\text{As} \cdot 10^{12}\ \text{V/As} = 4{,}5\ \text{mV}$$

zur Folge hat.
Geben wir die gleiche Eingangsladung von $0{,}45 \cdot 10^{-14}$ As dagegen auf den Eingang eines sogenannten „spannungsempfindlichen" Vorverstärkers, d. h. eines Vorverstärkers mit ohmscher Gegenkopplung, so müssen wir über die Eingangsspannung u_o rechnen. Diese ist bei den angegebenen Kapazitäten

$$u_o = \frac{Q_e}{C_d + C_{ein}} = \frac{0{,}45 \cdot 10^{-14}\,\text{As}}{10^{-10}\,\text{As/V}} = 0{,}045\ \text{mV}$$

Beträgt die Spannungsverstärkung des Vorverstärkers mit ohmscher Gegenkopplung $V_o' = 100$, so erhält man am Ausgang dieses Vorverstärkers die gleiche Impulsspannung wie bei dem eben berechneten ladungsempfindlichen Vorverstärker mit kapazitiver Gegenkopplung. Beide Vorverstärker sind dann bezüglich der Ladungsverstärkung $V_l = u_a/Q_e$ völlig gleichwertig. Jedoch ist beim spannungsempfindlichen Vorverstärker u_o und damit V_l umgekehrt proportional der Detektorkapazität, beim ladungsempfindlichen Vorverstärker ist V_l dagegen konstant und nur von C_r abhängig.

Praktische Ausführung

Zur Forderung nach hoher Spannungsverstärkung und 180° Phasendrehung könnte man zunächst daran denken, den hohen Verstärkungsfaktor mit einem mehrstufigen Verstärker zu realisieren. Bei Verwendung von Katodenbasisstufen bedeutet das aber eine ungeradzahlige Stufenzahl, z. B. 1 oder 3. Eine Gegenkopplung über mehr als zwei Stufen führt jedoch unweigerlich zur Schwingneigung. Deshalb versuchte man zunächst, einstufige Verstärker aufzubauen, deren Verstärkungsfaktor durch Kunstschaltungen erhöht wurde.

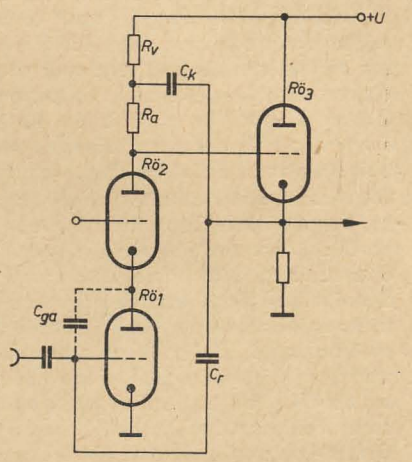


Bild 3: Einfacher ladungsempfindlicher Vorverstärker mit Kaskodestufe und Anodenbasisstufe

Ein solches Beispiel zeigt Bild 3 [2]. Als Eingangsstufe verwendet man bei Vorverstärkern ausschließlich eine Kaskodestufe, mit der man die gleiche Verstärkung wie mit Pentoden erreicht, ohne das Stromverteilungsrauschen in Kauf nehmen zu müssen. Außerdem ist der Verstärkungsfaktor des ersten Systems $R_{ö1}$ nicht viel größer als 1, da als Arbeitswiderstand für dieses System der Katodeneingangswiderstand des zweiten Systems $R_{ö2}$ wirkt, der etwa 1/S groß ist. Damit entfällt die Vergrößerung der Gitter-Anodenkapazität C_{ga} durch den Miller-Effekt, was der Forderung nach kleiner Eingangskapazität entgegen kommt.
Die Anode des oberen Kaskodesystems $R_{ö2}$ ist mit dem Gitter einer Anodenbasisstufe $R_{ö3}$ verbunden, an deren Katodenausgang sowohl der Gegenkopplungskondensator C_r als auch ein Koppelkondensator C_k angeschlossen sind. Dieser Koppelkondensator bewirkt, daß am „kalten" Ende des Arbeitswiderstandes R_a fast die gleiche Spannung wie an der Anode der $R_{ö2}$ anliegt. Es handelt sich also um eine Gleichtaktschaltung („bootstrap"), durch deren Wirkung der Widerstand R_a auf den $1/(1 - V_3)$fachen Wert erhöht wird, wobei V_3 der Verstärkungsfaktor der $R_{ö3}$ ist.
Bei der praktischen Dimensionierung verwendet man Röhren mit hoher Steilheit und niedrigem Gitterstrom (z. B. E 88 CC). Der Anodenstrom muß etwa 10 mA betragen, so daß man bei einer üblichen Betriebsspannung von 300 V R_a nicht größer als 10 kΩ einsetzen kann. V_3 beträgt etwa 0,8. Man erreicht also mit einer

Steilheit S = 10 mA/V eine Verstärkung V_0 von höchstens 500.
Dieser Wert ist unbefriedigend, deshalb suchte man nach besseren Lösungen. In [3] ist eine Schaltung angegeben, die nach der Kaskodestufe $Rö_1$, $Rö_2$ einen katodengekoppelten Verstärker $Rö_3$, $Rö_4$ enthält (Bild 4). Da dieser die Phase nicht umkehrt, kann C_r an seinen Ausgang angeschlossen werden. Die maximal erreichbare Verstärkung eines katodengekoppelten Verstärkers beträgt $\mu/3$, bei $\mu = 30$ also 10fach. Zusammen mit der gleichen Kaskodestufe von Bild 3 mit $R_{a1} = 10\ k\Omega$, S = 10 mA/V erhält man $V_0 = 1000$.
Eine weitere Erhöhung des Verstärkungsfaktors V_0 ist mit einer Schaltung nach Bild 5 möglich [4]. Diese Schaltung enthält anstelle des linken Systems des katodengekoppelten Verstärkers im Bild 4, dessen Innenwiderstand 1/S beträgt, einen White-Katodenfolger. Der Innenwiderstand dieser Stufe ist etwa eine Größenordnung niedriger als der einer einfachen Anodenbasisstufe im normalen katodengekoppelten Verstärker. Dadurch steigt der maximale Verstärkungsfaktor auf $\mu/2$ an. Außerdem – und das ist der Vorteil dieser Schaltung – kann man infolge des niedrigen Innenwiderstandes den Anodenwiderstand Ra_1 in Gleichtaktschaltung betreiben. Damit ist ohne Beeinträchtigung der Wirkung des katodengekoppelten Verstärkers eine Erhöhung der Spannungsverstärkung der Gesamtschaltung auf 3000···4000 möglich.
Ein anderer Weg zur Erhöhung des Verstärkungsfaktors wird bei der Schaltung nach Bild 6 beschritten. In dieser Schaltung ist in die Anodenzuleitung der Kaskodestufe eine weitere Gitterbasisstufe $Rö_3$ eingefügt. Um die kapazitive Belastung an der Anode der $Rö_3$ klein zu halten, werden auch in dieser Schaltung die folgenden Stufen und C_r über eine Anodenbasisstufe $Rö_4$ angekoppelt. Außerdem wird ein Teil der Ausgangsspannung über den Widerstand R_{rk} in den Katodeneingang der $Rö_3$ rückgekoppelt.
Um die Wirkungsweise dieser Schaltung zu verstehen, sei angenommen, daß aus der Anode der $Rö_2$ ein Wechselstrom $i_{a2} = 1$ mA fließe. Dieser Strom verzweigt sich: Ein Teil fließt in die Katode der $Rö_3$, ein zweiter über R_{rk} zum Ausgang. Da jedoch der Widerstand am Katodeneingang der $Rö_3$ mit

$$R_{e3} = \frac{R_a + R_{i3}}{\mu_3 + 1}$$

(Größenordnung 100 Ω) wesentlich kleiner ist als R_{rk} (Größenordnung 10 kΩ), kann man den zweiten Anteil vernachlässigen und annehmen, daß der gesamte Anodenstrom i_{a2} in den Katodeneingang der $Rö_3$ fließt. Somit ist also $i_{a3} = i_{a2}$, und am Anodenwiderstand R_a entsteht ein Spannungsabfall $u_a = i_{a3} \cdot R_a$. Nehmen wir an, R_a betrage 10 kΩ, so ist dieser Spannungsabfall 1 mA · 10 kΩ = 10 V.
Annähernd die gleiche Spannung ist auch am Katodenausgang der $Rö_4$ vorhanden, da der Verstärkungsfaktor der Anodenbasisstufe $Rö_4$ etwa gleich 1 ist. Diese Spannung ruft einen Strom $i_{rk} = u_a/R_{rk}$ hervor, der ebenfalls 1 mA beträgt, wenn man $R_{rk} = R_a = 10\ k\Omega$ wählt.
Das heißt aber, daß bei gleichen Widerständen in den Knotenpunkt zwischen $Rö_2$, $Rö_3$ und R_{rk} der gleiche Strom eingespeist wird, der in den Katodeneingang der $Rö_3$ abfließt. Die Anode der $Rö_2$ wird also nicht belastet, das heißt, der effektive Anodenwiderstand ist unendlich groß. Verringert man R_{rk} geringfügig, z. B. um 10%, so kann dieser effektive Anodenwiderstand sogar negativ werden und der Verstärkungsfaktor V_0 der Schaltung steigt entsprechend an. Werte von 10 000 und mehr lassen sich mit dieser Schaltung ohne Schwierigkeiten erzielen.
Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung ist, daß die Anstiegszeit, die hauptsächlich durch die Wirkung der Integrationszeitkonstante $R_a \cdot C_{a3}$ beeinflußt wird, durch eine Parallelkapazität C_{rk} reduziert werden kann, indem die Rückkopplung für hohe Frequenzen erhöht wird.
Alle diese Schaltungen lassen sich natürlich auch mit Transistoren ausführen und man erhält dann sehr kleine Kombinationen Detektor–Vorverstärker. Allerdings ist das mit Transistoren erzielbare Signal-Rauschverhältnis 3···10mal schlechter als bei Röhren. Deshalb werden auch künftig ladungsempfindliche Vorverstärker für Halbleiterdetektoren bei hohen Ansprüchen an das Signal-Rauschverhältnis mit Röhren bestückt.

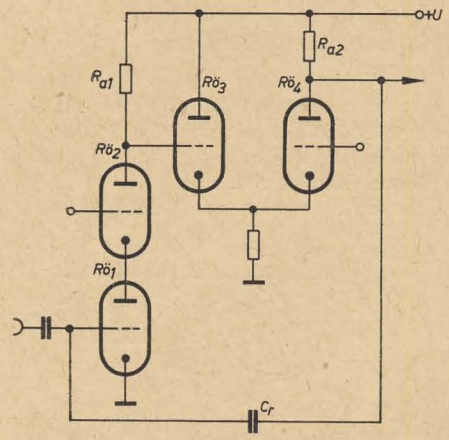


Bild 4: Ladungsempfindlicher Vorverstärker mit Kaskodestufe und katodengekoppeltem Verstärker

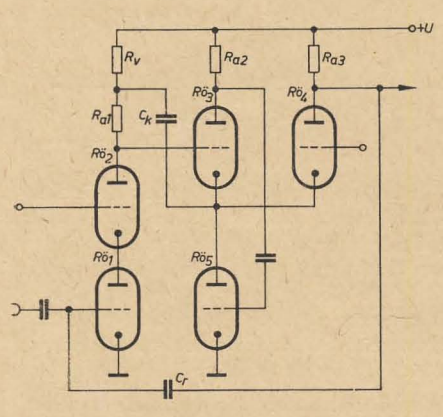


Bild 5: Verbesserter ladungsempfindlicher Vorverstärker mit Kaskodestufe, White-Katodenfolger und Gitterbasisstufe

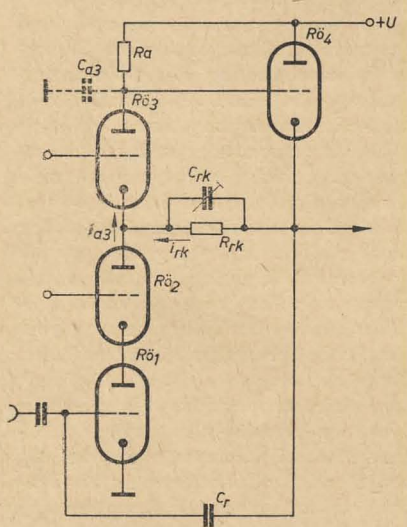


Bild 6: Ladungsempfindlicher Vorverstärker mit sehr hoher Verstärkung

Literatur

[1] Gärtner, R.: Linearverstärker in der Kerntechnik. radio und fernsehen 10 (1961), H. 1, S. 24

[2] Chase, R. L.: Amplifier for use with p-n junction radiation detectors. IRE Transactions Nucl. Sci. NS-8 (1961), H. 1, S. 147

[3] Blankenship, J. L.: Performance of silicon surface barrier detectors with charge sensitive amplifiers. IRE Transactions Nucl. Sci. NS-8 (1961), H. 1, S. 17

[4] DWP Nr. 29 877 Kl. 21a², 18/05

[5] Hahn, J.: A low noise high gain-bandwith charge sensitive preamplifier. IRE Transactions Nucl. Sci. NS-9 (1962), H. 4, S. 20

S. Hildebrand
und C. Markert

Zeichnungen und Darstellungen in der Elektrotechnik

446 Seiten, 224 Bilder, 107 Tafeln, Halbleinen 18,– MDN

Die Zeichnung ist in der Technik das wichtigste Verständigungsmittel. Die in der Elektrotechnik verwendeten zeichnerischen Ideen- und Gedankenvermittlung weicht von den zeichnerischen Darstellungen, wie sie im Maschinenbau, Bauwesen usw. üblich sind, wesentlich ab. Deshalb sind besondere und gründliche Kenntnisse über die Vielzahl der standardisierten Schaltzeichen, wie sie in den umfangreichen und zum Teil sehr komplizierten Bauschaltplänen, Stromlauf- und Wirkschaltplänen usw. vorkommen, erforderlich.
Leserkreis: Studenten der Hoch- und Fachschulen, Ingenieure, Berufsschullehrer, Techniker, Technische Zeichner, Facharbeiter.

VEB VERLAG TECHNIK
Berlin

Verbesserung des Kurzwellenempfangs mit multiplikativen Mischstufen

Ing. HELMUT REBENSBURG

Die Zweideutigkeit an der Abstimmskala

Bei den üblichen Rundfunkempfängern nach dem Überlagerungsprinzip mit nur einem Vorkreis und einer bei 460 kHz liegenden ZF sind fast alle KW-Sender an zwei Stellen der Abstimmskala zu hören. Zu den mit Sendern schon überreichlich besetzten KW-Bändern kommen noch die durch die mangelhafte Spiegelfrequenzsicherheit um die Überlagerungsfrequenz „gespiegelten" Sender dazu, so daß man den Eindruck eines Wellenchaos oder einer nicht mehr stimmenden Eichung der Frequenzskala erhalten kann.

Bild 1 zeigt die Verhältnisse im KW-Bereich an der Frequenzskala eines Rundfunksupers. Bei diesem erstreckt sich der Frequenzbereich von 50 m = 6 MHz bis mindestens 19 m = 15,8 MHz. Hochleistungsempfänger ermöglichen noch den Empfang des 16-m-Bandes und gehen bis 20 MHz. Da aus Gründen einer kleineren Drehko-Kapazitätsvariation die Überlagererfrequenz um die ZF über die Empfangsfrequenz gelegt wird, erstreckt sich im letzteren Fall der Durchstimmbereich der Überlagererfrequenz von A=6,46 MHz bis B=20,46 MHz. In Stellung A des Überlagerers kann ein Sender der unteren Empfangsfrequenz $f_e = 6$ MHz als auch einer auf der um A mit der ZF = 460 kHz gespiegelten Frequenz $f_s = 6{,}92$ MHz empfangen werden, wenn die durch den Vorkreis gegebene Selektion ungenügend ist. Wie groß die Selektion durch einen Vorkreis räumlich kleiner Ausführung (Spulendurchmesser 8 mm, Draht 0,5 mm CuL) ist, zeigt die Resonanzkurve 1 (Bild 2) eines Schwingkreises mit der durch die Übergangswiderstände am Wellenbereichschalter und Drehkondensator verbliebenen mittleren Güte $Q_1 = 50$. Danach beträgt z. B. bei f = 15 MHz die Spannung eines mit der Spiegelfrequenz einfallenden Senders immer noch 16,3% des Sen-

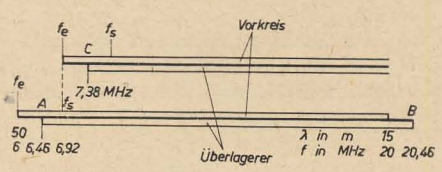


Bild 1: Beispiel der Lage von unterer Empfangsfrequenz f_e und oberer Spiegelfrequenz f_s

ders auf der unteren Empfangsfrequenz, gleiche Feldstärke vorausgesetzt. Die automatische Verstärkungsregelung sorgt dafür, daß beim Fehlen eines Trägers bei $f_e = 6$ MHz der Sender auf der Spiegelfrequenz $f_s = 6{,}92$ MHz mit annähernd gleicher Lautstärke einfällt. Andererseits kann der Sender von 6,92 MHz sowohl in der Überlagererstellung A von 6,46 = 6,92 — 0,46 MHz, als auch in der für diesen Fall darüber gezeichneten Stellung C von 6,92 + 0,46 = 7,38 MHz empfangen werden. Er ist also an zwei im Abstand von 2 × ZF auseinanderliegenden Stellen an der Frequenzskala zu hören.

Man hatte zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz ohne HF-Verstärkerstufe versucht, entweder mit einem Vorkreis sehr hoher Güte auszukommen oder in Verbindung mit dem Vorkreis zusätzlich ein Filter in Reihenresonanz oder Parallelresonanz zu schalten. Weiterhin verwendete man anstelle eines Einzelkreises ein Bandfilter in der Schaltung eines Tiefpaßfilters. Abgesehen vom Materialaufwand und von der Verbesserung durch einen Vorkreis hoher Güte liegen die Nachteile der Anordnungen entweder in der technischen Schwierigkeit des erzielbaren Gleichlaufs der Drehkondensatoren des Eingangsbandfilters oder in dem Mangel, die Spiegelfrequenz nur an einer oder nur an wenigen Stellen unterdrücken zu können.

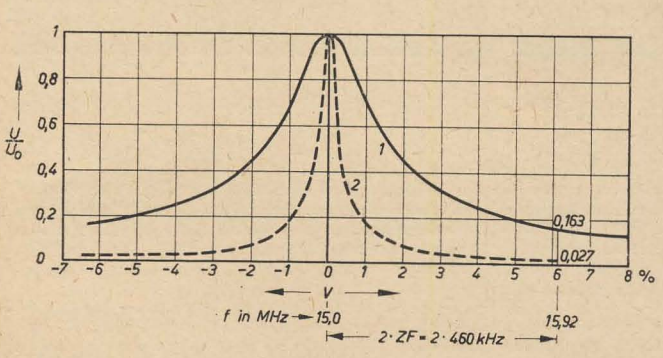


Bild 2: Selektionskurven von Schwingkreisen der Güten $Q_1 = 50$ und $Q_2 = 300$

Die elektronische Dämpfung der Spiegelfrequenz

Nach den neuesten Erkenntnissen besteht die Möglichkeit, mit wenigen Mitteln in der oberen Hälfte des KW-Bereiches eine Verbesserung zu erreichen.

Schaltet man vor dem Steuergitter der Mischröhre eine RC-Kombination mit einer Zeitkonstante der Periodendauer der ZF (Bild 3) und reduziert man die Spannung am Schirmgitter $U_{g_{2+4}}$ auf etwa 1/3 des üblichen Wertes, so gelingt bei Empfangsfrequenzen > 8 MHz eine Unterdrückung bzw. weitere Dämpfung der im Abstand von 2 × ZF zu empfangenden Spiegelfrequenz.

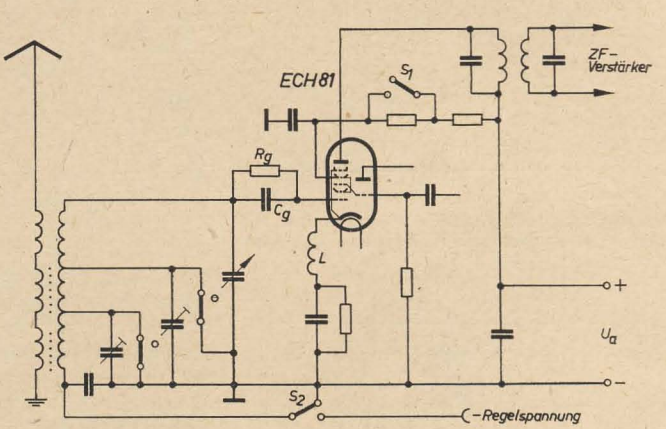


Bild 3: Prinzipschaltung der Eingangsstufe eines Supers für verbesserten Kurzwellenempfang (Schalterstellung: KW)

Hierbei nutzt man den durch die endliche Elektronenlaufzeit bei Frequenzen von über 8 MHz beobachteten Vorgang aus, daß die das Steuergitter G_1 und Schirmgitter G_2 passierenden Elektronen am Oszillatorgitter G_3 je nach seiner Spannung zur Umkehr gezwungen werden und dann durch Influenz auf dem Steuergitter G_1 eine Ladung der Differenzfrequenz, der ZF, bilden. Begünstigt wird dieser Reflexionsvorgang durch Erhöhung der Oszillatorspannung und Verkleinerung der Schirmgitterspannung sowie durch eine die Phase drehende kleine Induktivität L in der Katodenleitung. Der Erhöhung der Oszillatorspannung mit einer Verbundröhre sind bei hohen Frequenzen meist natürliche Grenzen gesetzt, während der Herabsetzung der Schirmgitterspannung auf etwa 30 V nichts im Wege steht.

Legt man nun vor das Steuergitter G_1 eine RC-Kombination mit einem großen Widerstandswert der Zeitkonstante $\tau = Rg \cdot Cg$ entsprechend der Periodendauer der Zwischenfrequenz $1/f_Z$, so wird durch den verzögernden Vorgang der Ladung und Entladung des Kondensators eine Anhebung oder zumindest eine Konstanthaltung der

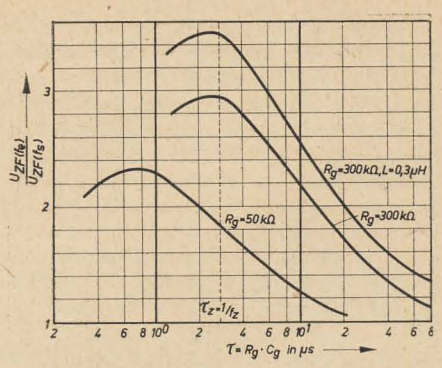


Bild 4: Verhältnis der ZF-Spannungen der unteren Empfangsfrequenz zur oberen Spiegelfrequenz in Abhängigkeit von der Zeitkonstante der RC-Kombination vor dem Steuergitter einer ECH 81 bei f = 20 MHz

ZF-Spannung der unteren Empfangsfrequenz erreicht, während die ZF-Spannung der oberen Spiegelfrequenz gedämpft wird. Bild 4 zeigt den Verlauf des ZF-Spannungsverhältnisses der unteren Empfangsfrequenz f_e zur oberen Spiegelfrequenz f_s in Abhängigkeit von der Zeitkonstante der vor dem Steuergitter einer ECH 81 eingeschalteten RC-Kombination. Bei der Zeitkonstante der RC-Kombination entsprechend der Periodendauer der bei den Versuchen verwendeten ZF von 355 kHz, bei $\tau_z = 1/f_z = 2{,}8\ \mu s$ beträgt die Verbesserung der Spiegelfrequenzdämpfung 6···9 dB.

Die im allgemeinen vorhandene negative Regelspannung arbeitet der Dämpfung der Spiegelfrequenz entgegen. Würde man diese Regelung beibehalten, so würde sie den Dämpfungsvorgang durch eine aufgeregelte Verstärkung wieder aufheben und den beabsichtigten Effekt zunichte machen. Es ist deshalb erforderlich, hierbei die automatische Verstärkungsregelung abzuschalten, wie dieses auch bei im kommerziellen Verkehr eingesetzten Spezialempfängern üblich ist. Bei diesen wird die automatische HF-ZF-Verstärkungsregelung meist durch eine Handregelung ersetzt.

Zwei Möglichkeiten der Verbesserung

1. Die Verbesserung mit einer RC-Kombination ist erst von etwa 8 MHz ansteigend wirksam. Da insbesondere für den Europaempfang der Bereich von 6 bis über 10 MHz eine Verbesserung dringend nötig hat, sollte anstelle der heute üblichen Vorkreisspulen eine Induktivität hoher Güte eingesetzt werden.

Welche Verbesserung mit einer Induktivität von etwa 1,8 μH und einer Güte $Q_2 = 300$ erreicht wird, zeigt die Kurve 2 im Bild 2. Die Spannung eines Senders auf der Spiegelfrequenz sinkt auf 2,7% gegenüber 16,3% bei $Q_1 = 50$ (Dämpfung b = 31 dB anstelle 16 dB bei $Q_1 = 50$). Bereits ohne Abschirmtopf läßt sich eine Induktivität von etwa 1,8 μH mit einer Güte $Q = \omega L/R$ von etwa 360 herstellen. Eine einlagige Zylinderspule von 7 Wdg. 2,5 mm CuL wird auf einen Wikkeldorn von 35 mm ∅ eng gewickelt. Anschließend wird die Spule so in ihrer Länge auseinandergezogen, daß zwischen den einzelnen Windungen ein Luftabstand von 0,3···0,5 mm verbleibt und die gesamte Spulenlänge 20···22 mm beträgt. Beim Einbau in den Empfänger ist das eine Spulenende unmittelbar an das Statorpaket des Vorkreis-Drehkos anzulöten, während das andere Spulenende unmittelbar an den Wellenbereichschalter zu liegen kommt. Wellenbereichschalter mit punktförmigen Kontakten sind zu vermeiden. Empfehlenswert sind selbstreinigende Schalter mit Schleiffedern. Bei der Spulenanordnung im Empfänger ist zu beachten, daß Metallteile, zumindest solche aus Eisen, einen Mindestabstand des Spulendurchmessers von etwa 40 mm von den Spulenenden (Stirnseiten) haben müssen; von den zylindrischen Längsseiten genügt der halbe Abstand. Beim Gegenkontakt des Wellenbereichschalters muß auf kürzeste und verlustarme Verbindung zum Rotor des Drehkondensators geachtet werden. Der L-Abgleich der Spule erfolgt durch Auseinanderbiegen der äußeren Spulenwindungen und die anschließende Fixierung mit Polystyrolkleber. Als Antennenankopplung empfiehlt sich eine genügend lose Unteranpassung, um die Kreisgüte Q = 360 nicht unter den Gütewert von 300 herabzusenken. In der Regel werden mit einer kapazitiven Kopplung über wenige pF an den Hochpunkt des Kreises die besten Resultate erzielt.

2. Für die übliche ZF von etwa 460 kHz ergibt sich die Zeitkonstante der RC-Kombination $\tau_z = 1/f_z = 2{,}2\ \mu s$.

Wählt man als Gitterableitwiderstand $R_g = 200\ k\Omega$, so verbleibt für den Koppelkondensator $C_g = 2{,}2\ \mu s/200\ k\Omega = 11$ pF. Mit der Eingangskapazität $C_e = 4{,}9$ pF der meist verwendeten Mischröhre ECH 81 ergibt sich über den ganzen Frequenzbereich eine Spannungsteilung mit einem Spannungsabfall von 31%, der im KW-Bereich durch die Resonanzüberhöhung der Vorkreisspule höherer Güte mehr als ausgeglichen wird. Im Mittel- und Langwellenbereich ist die geringe Abschwächung der Signalspannung praktisch ohne Bedeutung. Eine Verkleinerung des Spannungsabfalles mit einem größeren Koppelkondensator Cg und kleineren Widerstand Rg wäre denkbar, jedoch ginge das auf Kosten des angestrebten Effektes der Dämpfung der Spiegelfrequenz. Außerdem würde sich das Optimum in Richtung kleinerer Zeitkonstanten verschieben (Bild 4). Die RC-Kombination wird nun unmittelbar an den G_1-Anschluß der Röhrenfassung angelötet, um die Eingangskapazität Ce nicht unnötig zu vergrößern. Die kleine zwischengeschaltete Induktivität in der Katodenleitung von etwa 0,3 μH (Luftspule 8 Wdg. 0,5 mm CuLS auf 6-mm-Dorn) bringt dagegen keine Verschlechterung im Mittel- und Langwellenbereich. Die Umschaltung der Schirmgitterspannung mit S_1 und Regelspannung mit S_2 erfolgt über meist noch verfügbare Kontaktpaare am Wellenbereichschalter.

Zusammenfassung

Der Kurzwellenempfang mit einem Rundfunksuper mit 1-Kreis-Vorselektion ist gegenüber dem Empfang in den anderen

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

Im Heft 2 (1965) hatten wir Sie davon unterrichtet, daß wir wegen der unerwartet zahlreich eingegangenen Anforderungen auf das Informationsmaterial über unsere Fachbuchproduktion 1965 einen Nachdruck dieses Materials veranlaßt haben. Trotz der Verzögerung, die leider bei der Fertigstellung dieser Drucksache eingetreten ist, konnten wir die meisten Anforderungen inzwischen erledigen.

Hier nun die im Monat März bzw. April 1965 neu herauskommenden Werke.

Reihe: Kleine Bibliothek für Funktechniker

Nitschmann: Fernsehsendetechnik
Bd. I: Modulationsverstärker

Reihe: AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

Bd. 29 Berg: Hydraulische Bauelemente

Bd. 31 Schrödter:
Standmessung in Behältern

Bd. 34 Röber: Meßeinrichtungen für die automatische Überwachung, Regelung und Steuerung

Heute wollen wir noch einen Schritt weiter gehen und Ihnen auch diejenigen vergriffen gewesenen Titel vorstellen, von denen wir Nachauflagen anfertigen ließen, so daß wir nunmehr früher unerfüllte Wünsche wenigstens nachträglich erfüllen können:

Dobesch: Laplace-Transformation,
2. Auflage

Teuchert/Wahl: Grundlagen der Elektrotechnik, Bd. I: Gleichstrom und Elektromagnetismus, 6. Auflage
Bd. II: Wechselstromtechnik, 4. Auflage

Otto/Müller: Flächentransistoren,
4. Auflage

Rumpf: Transistorelektronik, 2. Auflage

Pabst: Bauelemente der Rundfunktechnik,
4. Auflage

Beier: Röhrentaschenbuch, Bd. I,
10. Auflage

Wir erinnern Sie auch an unseren Appell, uns Verbesserungen für die Rubrik „Handbücherei" vorzuschlagen. Wir selbst könnten eine Verbesserung in folgendem sehen:
Wenn bei der Ankündigung einer Nachauflage erwähnt wird, daß es sich – z. B. – um die dritte, „überarbeitete und verbesserte" Auflage handelt, so geht daraus noch nicht hervor, welche neuen Stoffgebiete evtl. hinzugekommen sind. Dies erfährt man frühestens bei der Veröffentlichung der ausführlichen Buchbesprechung, die jedoch aus verschiedenen Gründen erst Monate nach dem Erscheinen des Buches erfolgen kann. Wir halten es deshalb für richtig, daß wir an dieser Stelle auch über Ergänzungen bzw. Erweiterungen berichten, damit die Leser der Rubrik „Handbücherei" schneller als jeder andere über alles für sie Wissenswerte orientiert sind.
In der 2. Auflage des „Dobesch" z. B. wurden die Tafeln der Operationen und der Korrespondenzen erweitert, und es wurde ein Abschnitt über Impulsfunktionen hinzugefügt. In der 4. Auflage des „Pabst" ist das Kapitel über Halbleiter stark erweitert worden. Hinzugekommen sind Kapitel über magische Anzeigeabstimmröhren, Seilantriebe, Bauelemente für Transistor-Taschenempfänger und über elektrische Kleinstbausteine.

Ihre Redaktion

Bereichen verbesserungsbedürftig, weil im Kurzwellenbereich infolge der ungenügenden Spiegelfrequenzselektion fast alle Sender zweimal auf der Skala erscheinen und ein Wellenchaos vortäuschen. Folgende Maßnahmen können getroffen werden:

1. Durch Verbesserung der Vorselektion mit einer Vorkreisspule der resultierenden Güte im Betriebszustand Q = 300 wird die Dämpfung eines Senders auf der Spiegelfrequenz auf 31 dB = 2,7% gebracht.

2. Weiterhin kann eine zusätzliche Dämpfung um 6···9 dB der Spiegelfrequenz im oberen Bereichsende durch eine vor dem Steuergitter der Mischröhre eingeschaltete RC-Kombination erfolgen. Diese Kombination muß einen großen Widerstand und eine Zeitkonstante entsprechend der Periodendauer der ZF besitzen. Gleichzeitig wird die Schirmgitterspannung reduziert und die automatische Verstärkungsregelung abgeschaltet.

Literatur

[1] Rothe, H.: Das Verhalten von Elektronenröhren bei hohen Frequenzen. Telefunkenröhre (1937), H. 9, S. 33–65
[2] Rothe, H., und Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker. Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig 1944, Bd. II, S. 226–231
[3] Meinke, H., und Grundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer-Verlag, Berlin 1956, S. 699–715 und 922
[4] Pitsch, H.: Lehrbuch der Funkempfangstechnik. Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig 1948, S. 317–320
[5] Kotowski, P., und Sobotka, H.: Drahtloser Überseeverkehr. S. Hirzel Verlag, Leipzig 1950, S. 126–128, 135
[6] Rebensburg, H.: Die elektronische Dämpfung der Spiegelfrequenz mit Mehrgitter-Mischröhren im Kurzwellen- und UKW-Bereich. Nachrichtentechnik 14 (1964), H. 8, S. 286–290
[7] Patentschrift DWP 21 a^4 70784 v. 19. 11. 1960

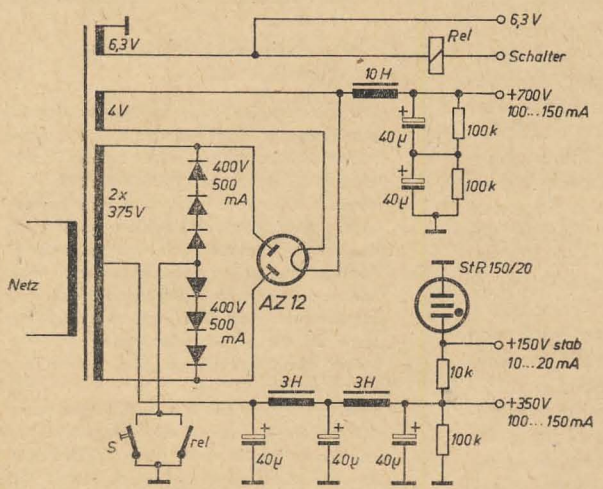
härtetem Wasser (Spülmittel) unterzogen und nach dem Trocknen mit einem Bürstchen abgespielt werden. Um das umständliche Spülen der gesamten Schallplatte mit Wasser zu umgehen, kann man auch folgende Methode anwenden: Am Tonarm wird eine befeuchtete weiche Bürste befestigt, die während des Abspielens der Schallplatte die Rillen säubert. Die feuchte Spur, die die Bürste auf der Platte hinterläßt, wirkt für die Abtastnadel gleichzeitig noch als Schmiermittel, das sich für Nadel und Platte lebensverlängernd auswirken soll. Man glaubt, daß die Wasserspur auch die statischen Aufladungen der Platte durch „Kurzschluß" beseitigt.
Versuche sollen gute Ergebnisse gezeigt haben. Es ist anzunehmen, daß diese ungewöhnliche Methode keine nachteiligen Einflüsse auf Platte, Nadel und Wiedergabequalität haben wird.

Literatur

Limann: Schallplatten spielen mit Wasserkühlung? Funkschau 36 (1964), H. 4, S. 94

Netzgerät für Funkamateure

Funkamateure benötigen für den Betrieb ihrer Sendeanlagen meist ein Netzgerät mit mehreren unterschiedlichen Spannungen. Das nachfolgend kurz beschriebene Netzgerät liefert drei verschiedene Gleichspannungen sowie eine Heizspannung und ist über ein Relais abschaltbar, wenn auf Empfang gegangen wird. Die niedrigste Gleichspannung von 150 V ist stabilisiert. Durch den Einsatz einer Gleichrichterröhre AZ 12 und zweier Trockengleichrichter kann, bei Verwendung eines normalen Netztrafos, eine Gleichspannung von 700 V erzeugt werden. Diese besteht somit aus zwei hintereinander geschalteten Spannungen.



Literatur

Marshall, J., WA 4 EPY: Hybrid Bridge Power Supplies. Electronics World, Juni 1963

Plattenspieler mit Wasserkühlung

Jeder Musikliebhaber kennt die Sorgen, die ihm die Pflege seiner Schallplattenschätze bereitet. Das Rauschen und Knistern einer Schallplatte, durch Staub und statische Aufladungen hervorgerufen, kann sehr störend wirken. Hinzu kommt, daß der auf der Schallplatte haftende Staub zusammen mit der Abtastnadel wie Schmirgel wirkt und die Platte beschädigt, so daß das so „eingeschmirgelte" Knistern nicht mehr von der Platte zu entfernen ist. Hilfsmittel, wie Bürsten und Antistatiktücher, sind nützlich, jedoch kein Allheilmittel. Die Plastikhüllen, die die Schallplatte bei der Lagerung vor Staub schützen, haben wieder den Nachteil, daß sie die statischen Aufladungen begünstigen.
Ein radikaler Vorschlag kommt von einer Hamburger Firma. Danach sollen verstaubte Platten einer Naßwäsche mit ent-

Fachbücher

Czeslaw Klimczewski

ABC der Rundfunktechnik

Übersetzung aus dem Polnischen

260 Seiten, etwa 1000 Bilder, broschiert

9,80 MDN

In leicht verständlicher Form plaudert der Verfasser dieses Buches, das in Polen bereits in vier Auflagen erschienen ist und auch ins Russische und Tschechische übersetzt wurde, über die Rundfunktechnik.

Einen Begriff von den Grundlagen der Elektrotechnik vermitteln Plaudereien über Spannung, Strom und Widerstand, das ohmsche Gesetz, Gleich- und Wechselstrom, über die Wirkungen des elektrischen Stromes sowie über Spulen und Transformatoren.

Bei einem Spaziergang vom Mikrofon zum Empfänger wird der Leser in die „Geheimnisse" des Rundfunkempfängers eingeweiht. Der Verfasser beschreibt, was im Sender vor sich geht und erklärt die Vorgänge zwischen Sender und Empfänger. Dabei geht er besonders auf grundlegende Begriffe wie Resonanz, Abstimmung, Gleichrichtung usw. ein. Ein breiter Raum ist den Antennen gewidmet. Das letzte Kapitel enthält einige Bastelhinweise.

Über 1000 originelle Zeichnungen unterstützen das Bemühen des Verfassers, den Stoff so anschaulich und verständlich wie möglich darzulegen.

TV-Empfänger-Abgleich

Teil 2

Der Abgleich

Im folgenden kann nur der grundsätzliche Abgleich von TV-Empfängern behandelt werden, da für fast jeden Typ andere Vorschriften gelten, die von den Herstellern herausgegeben werden und genau einzuhalten sind. Sofern sich Differenzen ergeben, ist nach den typgebundenen Unterlagen zu verfahren.

Aus Sicherheitsgründen ist jedes Allstromchassis (das Chassis ist hier vom Netz nicht galvanisch getrennt) an einen Trenntransformator anzuschließen. Sehr gut eignet sich ein Regeltransformator, mit dem die Netzspannung genau eingestellt und während des Abgleichvorganges überwacht werden kann. Damit sich stabile elektrische Verhältnisse einstellen, sollten alle für den Abgleich erforderlichen Geräte, ebenso wie der abzugleichende Empfänger, ungefähr eine halbe Stunde warmlaufen, bevor mit der Arbeit begonnen wird.

Kanalwählerabgleich

Im allgemeinen beschränkt sich der Kanalwählerabgleich auf die Korrektur des Oszillators nach Röhrenwechsel.

Beim Trommelkanalschalter ist für jeden Kanal ein Messingkern vorgesehen, der nach Abnahme der Kanalwählerknöpfe durch ein Loch im Gehäuse zugänglich wird; Hineinschrauben erhöht die Oszillatorfrequenz.

In der Praxis gleicht man mit dem Fernsehsender ab. Der Oszillator wird so eingestellt, daß mit der Feinabstimmung die beste Auflösung erreichbar ist und zum anderen Anschlag hin Plastik auftritt.

Durch Röhrenwechsel verursachte Oszillatorverstimmung auf allen Kanälen korrigiert der Oszillatortrimmer, der parallel zu allen Kanalstreifen liegt und sie gemeinsam auf Sollfrequenz zurückzieht. Meist geschieht dies auf Kanal 8. Vor dieser Korrektur ist die Feinabstimmung auf Mittelstellung zu bringen (Bild 9).

Ohne Fernsehsender läßt sich die Oszillatorfrequenz auch mit einem lose angekoppelten Wellenmesser einstellen. Sie ist um die Bild-ZF- höher als die Empfangsfrequenz des Kanals. Auch bei dieser Messung hat die Feinabstimmung auf Mitte zu stehen.

Soll ein Oszillator mit Abstimmautomatik nachgeglichen werden, ist die Automatik zunächst totzulegen. Die Art der Außerbetriebsetzung schreibt der Hersteller vor. Der ZF-Verstärker erhält die beim Abgleich übliche feste Vorspannung; die getastete Regelung ist abzutrennen.

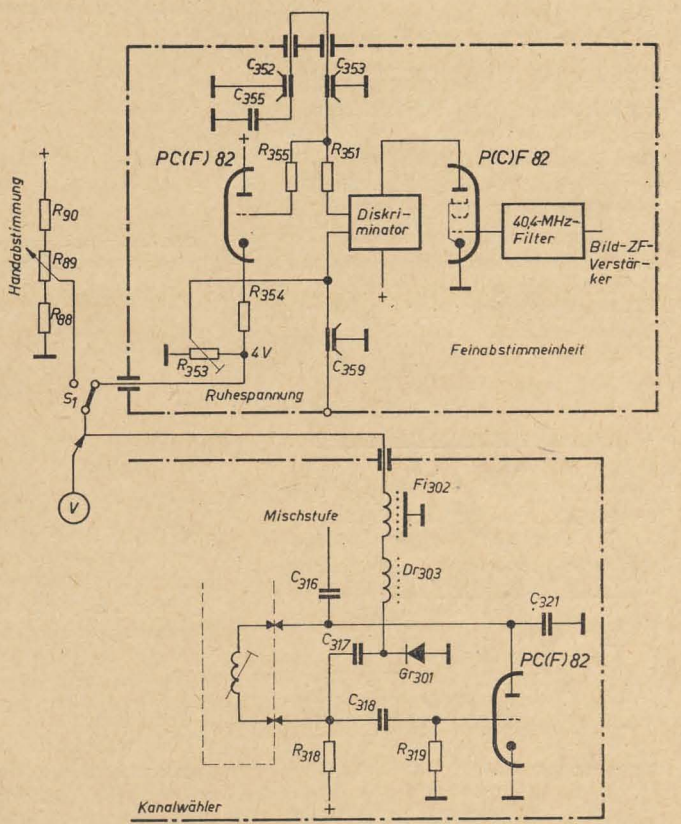


Bild 10: Oszillator mit Abstimmautomatik („Stadion")

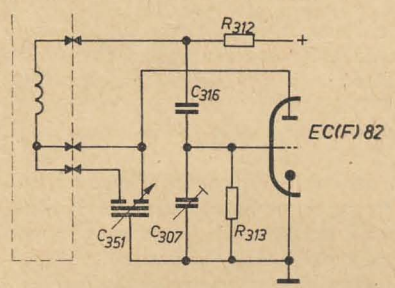
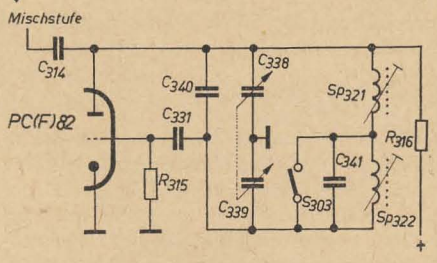


Bild 9: Lage des Oszillatortrimmers („Derby")

Bild 11: Durchstimmbarer Oszillator („Turnier")



Zum Verständnis der nun folgenden Handgriffe ist eine kurze Funktionsbeschreibung angebracht: Der Katodenstrom der Gleichstromverstärkerröhre bestimmt die Kapazität der Nachstimmdiode. Im Resonanzfall erhält die Gleichstromverstärkerröhre keine Nachsteuerspannung vom Diskriminator, so daß sich der Katodenruhestrom einstellt, bei dem der Oszillator auf Sollfrequenz schwingt.

Der Katodenruhestrom wird durch Strom- oder Spannungsmessung kontrolliert (z. B. „Stadion" = 4 V). Dabei ist der Kanalwähler auf ein Leersegment zu schalten, um Einwirkungen des Oszillators zu vermeiden (Bild 10).

Nach diesen Vorbereitungen wird der abzustimmende Kanal gewählt, wobei sich der Ruhestrommeßwert durch die Oszillatorrichtspannung erhöht. Der Kurzschluß der Abstimmeinheit wird aufgehoben. Schließt man jetzt an die Antennenbuchsen einen auf Bildträgerfrequenz abgestimmten Meßsender an, verändert sich die Anzeige erneut, und zwar in Abhängigkeit von der Oszillatorfrequenz. Der Abgleich besteht darin, mit dem Oszillatorkern den vor der Signaleinspeisung abgelesenen Ruhestrommeßwert wieder einzustellen. Bei diesem Wert schwingt der Oszillator auf Sollfrequenz. Anstelle des Meßsenders kann auch direkt mit einem Fernsehsender abgeglichen werden.

Der Abgleich des Oszillators im durchstimmbaren Tuner ähnelt stark dem Abgleich eines Rundfunkgerätes (Bild 11). Als erstes ist der Tuner auf mechanische Veränderungen zu überprüfen und die Bild-ZF-Kurve auszumessen. Der Prüfgenerator wird mit den Antennenbuchsen verbunden; als Anzeige dient ein am Videomeßpunkt angeschlossenes Drehspulinstrument.

Der Abgleich beginnt auf Band III, dann folgt Band I. Mit herausgedrehtem Drehkondensator sind die Trimmer, mit hineingedrehtem Drehkondensator die Spulen nachzuziehen. Dieser Vorgang ist auf den vom Gerätehersteller angegebenen Frequenzen wechselseitig zu wiederholen, bis sich nur noch geringste Abweichungen

ergeben. Das Anzeigeinstrument muß Maximum anzeigen.
Bandfilter- und Vorkreisabgleich sind im allgemeinen nicht notwendig. Sollte das dennoch unumgänglich sein, beachte man genau die typgebundenen Hinweise des Herstellers. Doch ohne Erfahrung auf diesem Gebiet ist der Abgleich besser zu unterlassen, der Kanalwähler zu tauschen oder dem Hersteller zur Reparatur zu übergeben.

Werkstattwinke

Multivibrator

Nachfolgend soll die universelle Verwendbarkeit eines Multivibrators demonstriert werden.
Die Schaltung (Bild 1) arbeitet mit einer Grundfrequenz von 800 Hz, die Oberwellen bis etwa 30 MHz enthält. Die Auskopplung erfolgt an der Katode, wobei die Ausgangsspannung mittels des Potentiometers bis auf Null geregelt werden kann. Gleichzeitig ist hierdurch der Ausgang niederohmig. Wird ein hochohmiger

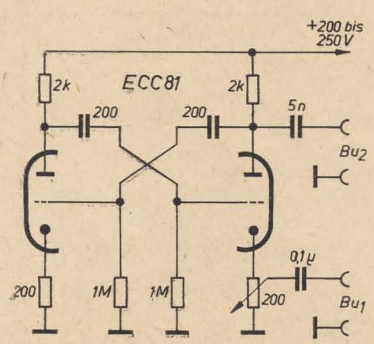


Bild 1: Multivibrator

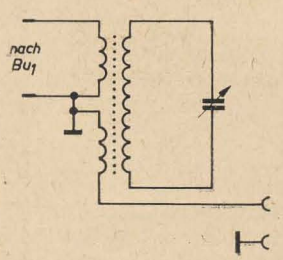


Bild 2: Schwingkreis

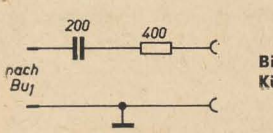


Bild 3: Künstliche Antenne

Ausgang benötigt, kann eine nicht regelbare Spannung an Bu_2 abgegriffen werden. Bild 2 zeigt einen Schwingkreis, mit dem man einzelne Frequenzbänder aus dem Gemisch heraussieben kann. Er ist über drei Windungen an den Multivibrator angekoppelt. Die Auskopplung erfolgt über zwei Windungen, um eine Verstimmung zu vermeiden. Mittels Steckspulen oder einem entsprechenden Schalter kann man die einzelnen Wellenbereiche wählen. Der Schwingkreis sollte eine hochwertige Ausführung sein, um eine hohe Güte und damit eine hohe Frequenzgenauigkeit zu erreichen.
Die Anordnung nach Bild 3 stellt eine Kunstantenne dar.

Anwendungsbeispiele

Abgleich der ZF

Es können sowohl AM-, als auch FM-Zwischenfrequenzen abgeglichen werden. Da meist nur ein oder zwei Kreise verstimmt sind (durch Auswechslung einer Röhre o. ä.), bietet das Nachstimmen keine Schwierigkeiten. Dabei sollte allerdings ein Outputmeter verwendet werden, um auch tatsächlich optimal abgleichen zu können. Es wird auf maximale Ausgangsspannung abgeglichen.

Abgleich der Vorkreise

Dazu dient der im Bild 2 gezeigte Schwingkreis, wobei das gewünschte schmale Frequenzband mit dem Drehko ausgesiebt wird. Voraussetzung ist dabei jedoch, daß die Oszillatorkreise des Empfängers entsprechend der Skala richtig abgestimmt sind.

Empfindlichkeitsprüfung

Für diese Prüfung wird zwischen Multivibrator und Antenneneingang des zu prüfenden Empfängers die im Bild 3 gezeigte künstliche Antenne geschaltet. Werden nun der MW- und LW-Bereich durchgedreht, muß die Lautstärke des 800-Hz-Tones annähernd gleichbleiben oder gegen das hochfrequente Bandende gleichmäßig langsam abnehmen. Sollte das nicht der Fall sein, liegt ein Gleichlauffehler vor. Leider ist diese Prüfung im KW- und UKW-Bereich nicht möglich, da die Bandbreite des Multivibrators zu groß ist und seine obere Frequenzgrenze bei 30 MHz liegt.

Gleichlaufkontrolle

Die Anordnung wird wie bei der Empfindlichkeitsprüfung angeschlossen. Tritt nun ein starker Lautstärkeabfall an einzelnen Stellen des Bereiches auf, liegt ein Gleichlauffehler vor, d. h. der Vorkreis muß abgeglichen werden.

Fehlersuche in Kabeln

Hierbei wird die Buchse Bu_2 verwendet. Das zu prüfende Kabel wird abgeklemmt. Eine Ader wird mit Bu_2 verbunden, die übrigen mit Masse. Nun wird aus Schaltdraht eine Öse mit dem Durchmesser des Kabels gebogen. Diese Öse und die Masse des Multivibrators werden an das Rundfunkgerät oder einen anderen Verstärker mit hochohmigem Eingang angeschlossen. Fährt man mit dem Haken vom Multivibratoranschluß aus das Kabel ab, tritt am Punkt der Unterbrechung ein merklicher Lautstärkeabfall auf. Ebenso werden die anderen Adern überprüft.

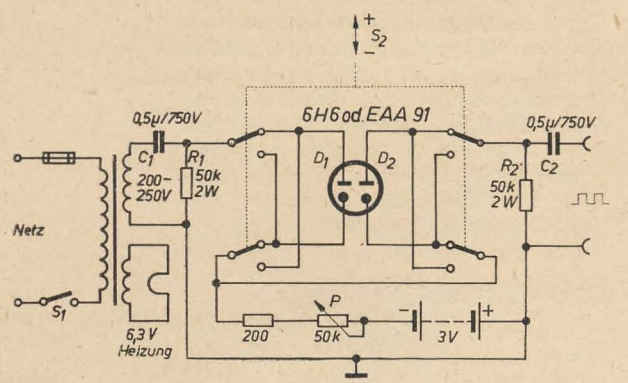


Bild 4: Diodenclipper mit regelbarer Impulslänge

Diodenclipper mit regelbarer Impulslänge

Mit Hilfe eines Begrenzers (Clipper) kann eine hohe Sinusspannung auf eine kleine Rechteckspannung begrenzt werden. Dieses Prinzip ist bekannt und wird bei dem beschriebenen Gerät (Bild 4) verwendet. Die Schaltung stellt einen Diodenclipper dar, der mit 3 V vorgespannt ist, so daß die abgegebene Rechteckspannung ebenfalls 3 V beträgt. Die Ausgangsspannung hat sehr steile Flanken und bei voll aufgedrehtem Potentiometer gute Rechteckform. Sollen die Impulse kürzer werden, wird das Potentiometer entsprechend zurückgedreht.
Bei geöffneter Diode D_1 liegen die Widerstände R_1 und P parallel und belasten die durch den Kondensator C_1 hochohmig gemachte Spannungsquelle sehr stark. Dabei sinkt die Spannung stark ab, wodurch die Impulse kürzer werden; diese sind um so kürzer, je kleiner P eingestellt ist. Mit P läßt sich also die Impulslänge regeln. Mit dem Schalter S_2 lassen sich wahlweise + — oder — Impulse erzeugen. Die Schaltung ist vollkommen unkritisch; nur die Widerstände R_1 und R_2 müssen im Wert gleich sein. Statt der Duodiode können natürlich auch Einzeltypen verwendet werden. Die 3-V-Batterie kann fest eingelötet werden, da sie selbst bei häufigem Gebrauch ungefähr ein Jahr lang verwendbar ist. Das Gerät ist vom Netz getrennt, um es auch an spannungsführenden Prüfstellen verwenden zu können.

Klaus Göthling

Für alte Kontakte:
Spezial-Wellenschalteröl „d"
Für neue Kontakte:
Spezial-Wellenschalteröl „k"
Rundfunk-Spezialist Granowski, Rudolstadt 2/Thüringen

Unterrichten Sie sich bitte laufend über
Neuerscheinungen
von Fachbüchern Ihres Fachgebietes.
Wir senden Ihnen unverbindlich und kostenlos unsere Informationen.
VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Prospektmaterial
über die Literatur des VEB Verlag Technik fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an.

Bei störenden Übergangswiderständen
an HF- und NF-Schaltern wirkt zuverlässig
Spezial-Wellenschalteröl »d«
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

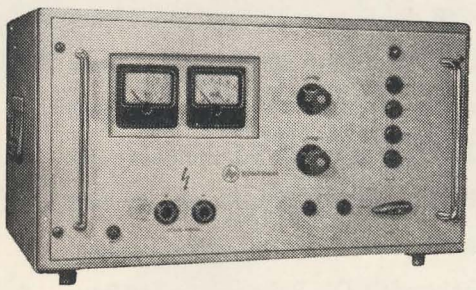
Kondensator-Mikrofone
in Studioqualität für alle Verwendungszwecke
Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.
NEU im Vertriebsprogramm:
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V
mit eingebautem Transistor-Vorverstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Vorverstärker kurzfristig eingebaut werden.
GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
6552 GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

PGH
„FUNKTECHNIK"
806 DRESDEN
jetzt:
Friedrich-Engels-Straße 20
Telefon 5 52 87

Lautsprecher-Spezialwerkstatt
Reparaturen
aller Fabrikate und Typen
bis 40 W

Verkaufe Meßgeräte
infolge Umstellung der Produktion
Antennen-Testgerät, Type 5002.
Röhren-Voltmeter, Type URV 1 kompl..
FS- und UKW-Meß-Sender, Type PM 1, Fabrikat Popp.
Spannungs-Gleichhalter Volto,
Wobbel-Generator 3-223 MHz, Type WG 1,
Stufenloser Trenn-Regel-Trafo, Type TRT 280/1.
Bild-Muster-Generator BG 256 A, als auch verschiedene Strom- und Spannungs-Meßgeräte.
Sämtliche Geräte sind neuwertig und wenig gebraucht.
Elektro-Apparatebau KG
Wernigerode/Harz
Mühlental 10, Telefon 21 78

0,1%
KONSTANZ



GLEICHSPANNUNGSREGLER 0,25 ··· 2 kV/0,1

Ausgangsgleichspannung (massefrei) in 11 Stufen und in den Stufen stetig und überlappend einstellbar	250 ··· 2000 V
Belastbarkeit:	0 ··· 100 mA
Stabilität bei Netzspannungsänderungen von ± 10 % und Belastungsänderungen von 0 ··· 100 mA	≦ ± 0,1 %
Restwelligkeit:	≦ 4 mV_{eff}
Abmessungen: Höhe 300 mm, Breite 550 mm, Tiefe 410 mm	
Masse: 45 kg	

Lieferbar als Kasten und Einschubgerät

STATRON
PRODUKTIONSGENOSSENSCHAFT DES HANDWERKS
124 FÜRSTENWALDE/SPREE, EHRENFRIED-JOPP-STR. 59

TRANSISTOR-ELEKTRONIK

Anwendung
von Halbleiterbauelementen
im Schalterbetrieb

von

Ing. Karl-Heinz Rumpf
Ing. Manfred Pulvers

284 Seiten, 341 Abbildungen
Kunstleder 24,— MDN

2., überarbeitete Auflage

Eine Lizenzausgabe
in englischer Sprache
erscheint im Verlag
Pergamon-Press, Oxford
Paris — New York

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN

Die Bücher sind
in jeder Buchhandlung erhältlich.
Gegebenenfalls vermittelt
der Verlag Bezugsnachweise.

Elektronische Einrichtungen haben in den vergangenen Jahren in fast alle Wirschaftszweige Einzug gehalten. Die Bedeutung der Elektronik im Nachrichtenwesen ist seit langem bekannt. Die Vielfalt der Einsatzmöglichkeiten der Elektronik jedoch läßt es kaum noch zu, eine erschöpfende Übersicht über die verschiedenen Anwendungsgebiete zu geben. Im Rahmen dieses Buches werden deshalb unter dem Begriff der Elektronik all die Einrichtungen verstanden, mit denen digitale Schalt-, Steuerungs- und Regelungsvorgänge durchgeführt werden können, ohne daß dabei metallische Kontakte benutzt werden. Nach den allgemeinen Grundlagen, zu denen auch eine Einführung in die Schaltalgebra gehört, werden Halbleiterbauelemente sowie deren Elementarschaltungen behandelt. Die Behandlung der Bauelemente selbst erstreckt sich auf Angaben über einige grundsätzliche Kennwerte und ihre Funktion im Schalterbetrieb. Die Elementarschaltungen sind nach einheitlichen Gesichtspunkten, ausgehend von einer Schaltstufe, betrachtet worden. Ein unmittelbar in der Praxis anwendbares Dimensionierungsverfahren wird abgeleitet und anhand von Beispielen in seiner Anwendung erläutert. Dabei wird besonderer Wert darauf gelegt, nur einige typisierte Elementarschaltungen zu zeigen, die aber universell einsetzbar sind.

Die Anwendung der Elementarschaltungen wird anhand einiger typischer Baugruppen gezeigt. Dabei wird der Weg der individuellen Schaltungsdarstellung verlassen und gezeigt, wie man mit Hilfe von typisierten Elementarschaltungen und Symbolschaltplänen auch umfangreiche Baugruppen übersichtlich und klar darstellen kann. Die zunächst ungewohnte Arbeit mit Symbolen und Symbolschaltplänen ist nicht nur ein wesentlicher Beitrag zur Rationalisierung der Entwicklungsarbeiten, sondern auch zur rationellen Großserienfertigung typisierter Elementarschaltungsbausteine.

Das Buch ist für Laboratoriums- und Entwicklungsingenieure sowie -techniker aller Fachrichtungen, in denen Schaltungsanordnungen mit Halbleiterbauelementen angewendet werden, bestimmt. Auch dem Konstrukteur solcher Einrichtungen wird es von Nutzen sein. Darüber hinaus wird das Werk für Studenten der Hoch- und Fachschulen von großem Interesse sein.